С. М. Флейшер

НОВОЕ
в ламповых радиовещательных приемниках



ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 417

С. М. ФЛЕЙШЕР

НОВОЕ В ЛАМПОВЫХ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКАХ



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МОСКВА 1963 ЛЕНИНГРАД

Книга содержит обзор новинок в схемах и конструкциях современных ламповых радиовещательных приемников по материалам зарубежных периодических изданий, а также отечественной литературы. В частности, большое внимание уделено вопросам стереофонии и конструирования низкочастотного тракта, схемам УКВ блоков, усилителей промежуточной частоты, подавления шумов и автоматической подстройки частоты. Приводится ряд конкретных схем отдельных узлов приемника.

Книга рассчитана на радиолюбителей-конструкторов и может быть полезна техникам, инженерам и студентам радиотехнических специальностей.

6Ф2.12 *Флейшер Соломон Мейерович*
Ф71 **Новое в ламповых радиовещательных приемниках.**
М.—Л., Госэнергоиздат, 1963
168 с. с илл. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 417)
6Ф2.12

Редактор *В. Ф Потрясай*

Подписано к печати 3/II 1963 г Формат 84×108¹/₃₂ 8,61 печ л. Уч -изд л 9.8
Т-11953 Тираж 75 000 (2-й завод 15 001-75 000 экз.) Цена 39 коп Заказ 280

Отпечатано с матриц типографии Госэнергоиздата в типографии № 1 Госстройиздата г. Владимир Зак. 716

ПРЕДИСЛОВИЕ

Последнее десятилетие характеризуется непрерывным и интенсивным процессом развития и усовершенствования радиовещательных приемников. Прогресс в этой области связан прежде всего с освоением диапазона УКВ для радиовещания, разработкой новых высокочастотных магнитных материалов — ферритов, появлением новых электронно-усилительных ламп, а затем и полупроводниковых приборов. Весьма плодотворной оказалась работа инженеров в многочисленных радиолабораториях, которая завершилась созданием ряда схемных новинок. Наконец, важную роль сыграли появление малогабаритных и миниатюрных узлов и деталей, разработка и освоение техники печатного монтажа.

Данная книга представляет собой систематизированный обзор новинок в промышленных радиовещательных приемниках и радиолах, разработанных и освоенных в течение последних 5—7 лет как в зарубежных странах, так и в СССР. Основное внимание уделяется схемным вопросам, а также, где это казалось необходимым (работа ферритовой антенны, дробного детектора, стереофонических систем и т. п.), пояснению некоторых физических основ.

Поскольку УКВ блок является сравнительно новым элементом радиоприемника, первая глава книги содержит описание не только схемных вариантов УКВ блока, но и общих принципов его построения. Последующие главы посвящены нововведениям в трактах высокой и промежуточной частоты, в усилителе низкой частоты и воспроизводящих акустических системах. Особое внимание уделяется вопросам стереофонии и автоматической подстройки и настройки в радиоприемниках.

Практическое использование приводимых в книге схем на иностранных лампах облегчается благодаря таблице возможной замены последних отечественными лампами. Однако не всегда можно быть уверенным в том, что после замены иностранной лампы аналогичной отечественной не потребуется дополнительной обработки схемы вследствие различия их характеристик.

Автор

СОДЕРЖАНИЕ

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ТРАКТ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ УКВ ДИАПАЗОНА

1. ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ К ТРАКТУ УКВ ЧМ

В последние годы в СССР, равно как и в ряде других стран, широкое распространение получило радиовещание в диапазоне ультракоротких волн с частотной модуляцией (УКВ ЧМ). Темпы строительства радиовещательных УКВ ЧМ передающих станций постоянно растут. В соответствии с этим почти все выпускаемые в настоящее время радиоприемники высшего, первого и второго классов, а также телевизоры имеют УКВ диапазон.

Преимущества вещания на УКВ диапазоне с частотной модуляцией хорошо известны. К их числу относятся прежде всего значительное расширение полосы передаваемых звуковых частот и динамического диапазона, а также более низкий уровень индустриальных и атмосферных помех и большая помехоустойчивость систем радиосвязи с частотной модуляцией. Недостатками УКВ вещания являются ограниченная дальность приема и некоторое усложнение приемных и передающих устройств.

В связи с ограниченной дальностью приема особое значение на УКВ диапазоне приобретает чувствительность приемника. В современных приемниках чувствительность составляет обычно 1—2 *мкв*, но в некоторых моделях она ухудшается до нескольких единиц и даже десятков микровольт.

Следующим важным требованием к УКВ тракту приемника, обусловленным одновременным развитием УКВ ЧМ и телевизионного вещания, является максимальное снижение паразитного излучения колебаний гетеродина. В СССР для УКВ вещания выделен диапазон частот 65,8—73 *Мгц*, в западноевропейских странах 87,5—100 *Мгц*. Как правило,

частота гетеродина приемника выше частоты сигнала на величину промежуточной частоты (8,4 *Мгц* в СССР), вследствие чего диапазон частот гетеродина УКВ приемника попадает в третий канал телевидения (76—84 *Мгц*). Гармоники гетеродина могут оказаться в диапазоне частот других телевизионных каналов. При недостаточно отработанных схеме и конструкции высокочастотной части УКВ тракта на антенных гнездах появляются значительные напряжения частоты гетеродина и ее гармоник, которые излучаются и создают сильные помехи близко расположенным телевизорам в виде сетки на экране. Паразитное излучение колебаний гетеродина может иметь место также непосредственно с шасси или отдельных элементов схемы вследствие соизмеримости их габаритов с длиной волны.

С увеличением числа УКВ станций возрастают требования к избирательности по соседнему каналу (при расстройке ±250 *кгц*). В настоящее время она колеблется от 26 *дб* в приемниках низкого класса до 60 *дб* в приемниках высшего класса. Избирательность по зеркальному каналу достигает 26 *дб* и больше.

Для реализации высококачественного радиовещания в УКВ диапазоне необходимо также обеспечить достаточное постоянство частоты гетеродина, определяющее точность настройки на принимаемую станцию, малый уровень частотных и нелинейных искажений в низкочастотной части приемника и заданные значения ряда других параметров.

Перечисленные требования к УКВ тракту радиоприемника определяют и ряд схемных и конструктивных его особенностей. Это относится, в частности, к высокочастотной части тракта, которая оформляется в виде отдельного конструктивного узла — УКВ блока, что обусловлено прежде всего стремлением свести к минимуму паразитное излучение напряжения гетеродина.

УКВ блок, как правило полностью экранированный, включает в себя входные цепи, усилитель высокой частоты (УВЧ) и преобразователь частоты УКВ тракта. От антенны принимаемый сигнал поступает по кабелю на входной контур. Затем осуществляется усиление сигнала по высокой частоте, чаще всего на одном из триодов лампы типа 6Н3П. С анодной нагрузки УВЧ напряжение сигнала поступает на односеточный преобразователь частоты, выполняемый на втором триоде лампы типа 6Н3П. Эта схема совмещает в себе функции гетеродина и смесителя и называется гетеродинным преобразователем частоты.

В анодную цепь лампы гетеродинного преобразователя частоты включен полосовой фильтр промежуточной частоты, настроенный на 8,4 *Мгц*.

2. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ

Наиболее часто в качестве приемной антенны используется встроенный в ящик приемника петлевой вибратор с волновым сопротивлением 300 *ом* или диполь с волновым сопротивлением 75 *ом*. Они выполняются из симметричного ленточного кабеля типа КАТВ или из медной фольги, приклеенной к внутренней поверхности задней стенки. Ширина полосы пропускания антенны зависит от диаметра провода антенны и вполне достаточна при практически применяемых проводах. Прием на суррогатную несимметричную антенну осуществляется путем включения ее в одно из гнезд УКВ.

Со входом приемника антенна может соединяться с помощью того же ленточного кабеля типа КАТВ. При выборе соединительного фидера необходимо прежде всего позаботиться о согласовании его волнового сопротивления с входным сопротивлением антенны и приемника. Желательно также выбирать фидер с достаточно малым затуханием.

При большой удаленности от передающей станции используются наружные антенны.

Роль входных цепей УКВ тракта приемника сводится к обеспечению достаточной избирательности по зеркальному каналу (наряду с УВЧ), максимальной величины коэффициента передачи по напряжению при допустимой неравномерности в пределах рабочего диапазона частот и достаточном отношении сигнал/шум и максимального уменьшения паразитного излучения колебаний гетеродина.

Входная цепь может выполняться в виде одиночного колебательного контура с переменной настройкой, а также в виде одиночного колебательного контура или полосового фильтра с фиксированной настройкой. В последних двух случаях настройка производится на геометрически среднюю частоту принимаемого диапазона.

На рис. 1 приведена схема УКВ блока с одиночным настраиваемым контуром на входе. Входной контур слабо связан с антенной и лампой УВЧ, что способствует повышению действующей добротности контура и, следовательно, росту избирательности по зеркальному каналу. В то же время коэффициент передачи входной цепи, как известно,

остается максимальным, если выполняется условие оптимальной связи — равенство затуханий, вносимых в контур антенной и лампой при настройке его в резонанс на частоту сигнала вне зависимости от величины этих затуханий. Поскольку это справедливо лишь при достаточно малом собственном затухании контура, то для дальнейшего увеличения избирательности собственная добротность повы-

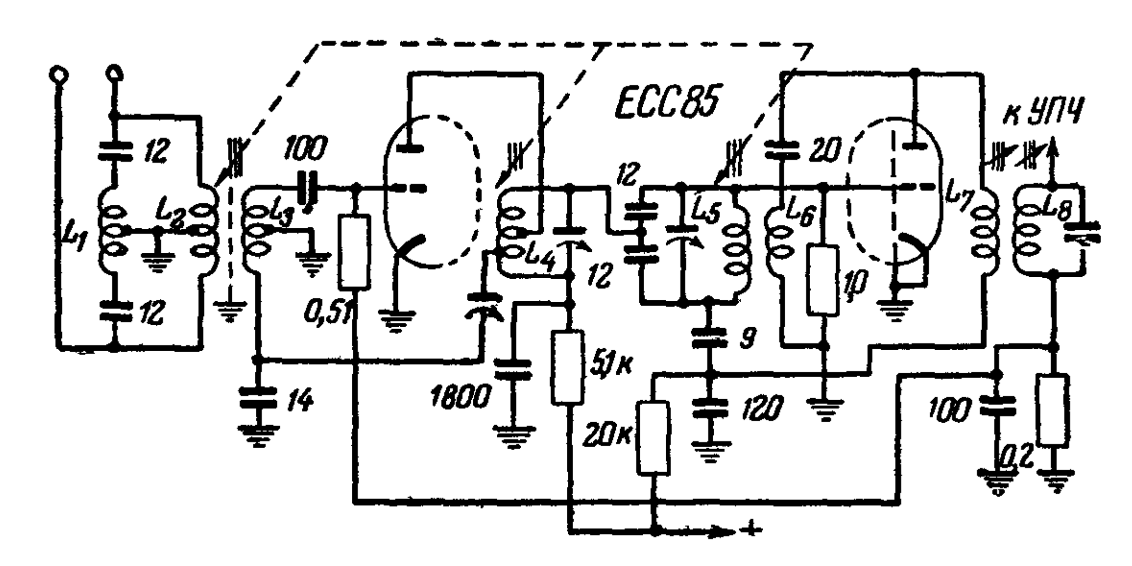


Рис 1 Схема УКВ блока с индуктивной настройкой и одиночным контуром на входе.

шается здесь применением посеребренного стального сердечника.

Ослабление связи антенны со входным контуром, а также наличие электростатического экрана между антенной и контурной катушками способствуют уменьшению влияния разбросов емкостей антенны на настройку контура.

При построении входной цепи можно исходить не только из требования максимального коэффициента передачи, для удовлетворения которого должны быть выполнены указанные выше условия согласования по мощности. Другим исходным соображением может служить требование максимальной реальной чувствительности, соответствующее условию согласования по шумам. Установлено, что лампа данного типа и в данном режиме дает минимальный уровень шума, когда сопротивление антенны, приведенное к участку сетка — катод, имеет определенную величину. Для лампы типа ЕСС 85 в номинальном режиме оптимальная величина приведенного сопротивления антенны, определенная экспериментальным путем, составляет 800 *ом*.

Условия согласования по мощности и шумам, как правило, не совпадают, в связи с чем целесообразно выбирать

компромиссное решение Совпадения этих условий можно добиться в схеме УВЧ с заземленной промежуточной точкой (см. § 3), выбирая точку заземления таким образом, чтобы входное сопротивление лампы $R_{вх}$ было равно соответствующей ей оптимальной величине приведенного антенного сопротивления. Действительно, условие согласования по мощности требует, чтобы сопротивление $R_А$, вносимое в контур антенной, было равно $R_{вх}$ каскада УВЧ В то же время условие согласования по шумам требует, чтобы $R_А = 800$ *ом* (для лампы типа ЕСС 85). Выбрав промежуточную точку так, чтобы $R_{вх} = 800$ *ом*, можно одновременно удовлетворить обоим условиям.

Входные цепи с фиксированной настройкой на среднюю частоту принимаемого диапазона позволяют значительно упростить систему настройки и сопряжения контуров УКВ блока. Но для обеспечения требуемой ширины полосы пропускания действующая добротность контура должна быть невысокой, что приводит к ухудшению избирательности по зеркальному каналу.

Двухконтурный полосовой фильтр на входе обеспечивает более высокую избирательность по зеркальному каналу, чем одиночный контур с фиксированной настройкой, но зато имеет меньший коэффициент передачи. В то же время полосовой фильтр способствует уменьшению паразитного излучения колебаний гетеродина. Связь между его контурами выбирается такой, чтобы получить требуемую полосу пропускания при неравномерности коэффициента передачи по диапазону не больше 3 *дб*. Емкости контурных конденсаторов должны быть достаточно большими, чтобы обеспечить устойчивость формы резонансной кривой.

В схеме на рис. 1 середина антенной катушки заземлена для подавления помех промежуточной частоты (от коротковолновых станций). Для тока промежуточной частоты индуктивное сопротивление половин катушки очень мало и практически представляет собой короткое замыкание. Дополнительное подавление помех промежуточной частоты дает последовательный резонансный контур, состоящий из анодной катушки УВЧ и конденсатора емкостью 1 800 *пф*.

3. УСИЛИТЕЛИ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Необходимость в усилителе высокой частоты в УКВ тракте вызывается рядом обстоятельств. Введение УВЧ в диапазонах длинных волн (ДВ), средних волн (СВ) и

коротких волн (КВ) с целью повысить реальную чувствительность приемника не всегда оправдано, так как уровень атмосферных и индустриальных помех в этих диапазонах соизмерим с теми слабыми сигналами, которые стремятся в достаточной мере усилить. В итоге в большинстве случаев оказывается невозможным практически реализовать полученную высокую чувствительность.

В диапазоне УКВ уровень внешних помех весьма незначителен, благодаря чему имеет смысл добиваться очень высокой реальной чувствительности приемника. Реальная чувствительность приемника определяется минимальным напряжением сигнала на входе, который необходим для получения на выходе определенной колебательной мощности при заданном отношении сигнал/шум (обычно 20 *дб*). Поэтому следует, во-первых, обеспечить максимальное усиление принимаемого сигнала, а, во-вторых, добиться минимального уровня внутренних шумов приемника.

Внутренние шумы приемника складываются (энергетически) из флуктуационных шумов ламп, контуров, антенны и других элементов схемы. Для повышения отношения сигнал/шум выгодно слабый принимаемый сигнал подавать не непосредственно на преобразовательный каскад (самый значительный источник внутренних шумов), а предварительно усилить в каскаде с меньшими шумами. При достаточном усилении в первом каскаде собственные шумы последнего и шумы входных цепей и определяют в основном отношение сигнал/шум на выходе приемника. Каскад усиления высокой частоты тракта УКВ, выполняемый, как правило, на триоде, с усилением в 10—15 раз служит для решения этой задачи.

Введение УВЧ в УКВ тракт обусловлено также необходимостью уменьшить паразитное излучение гетеродина, которое сильно возрастает при непосредственном подключении антенных цепей ко входу гетеродинного преобразователя частоты. Наконец, УВЧ выполняет еще свою обычную функцию повышения избирательности по зеркальному каналу, дает возможность уменьшить усиление по промежуточной частоте и, следовательно, повысить устойчивость работы приемника, а также используется для подавления помех по промежуточной частоте.

Каскад усиления высокой частоты наиболее целесообразно выполнять на триоде. Преимущества триодов по сравнению с многосеточными лампами на УКВ диапазоне состоят в том, что они имеют сравнительно небольшой уровень собственных шумов и большое входное сопротивление. Входное сопротивление лампы шунтирует сеточный контур и приводит к ухудшению избирательности по зеркальному каналу и снижению коэффициента передачи входной цепи приемника. Последнее обстоятельство особенно важно вследствие того, что оно вызывает уменьшение отношения сигнал/шум, поскольку шумы лампы значительно больше шумов пассивных элементов входной цепи. С основным недостатком триодного УВЧ — большой проходной емкостью лампы $C_{а.с}$ и вызываемой этим неустойчивостью работы каскада — в ряде случаев успешно возможно бороться посредством нейтрализации.

Наиболее распространенными схемами УВЧ на триоде являются схема с заземленной (по высокой частоте) сеткой и схема с заземленной промежуточной точкой (рис. 2 и 3). В схеме с заземленным катодом (рис. 4) практически трудно обеспечить надежную нейтрализацию большой проходной емкости $C_{а.с}$, которая вызывает, помимо неустойчивости усилителя, рост излучения напряжения гетеродина. Несмотря на то, что эта схема имеет большое входное сопротивление и позволяет получить больший коэффициент усиления, она применяется редко.

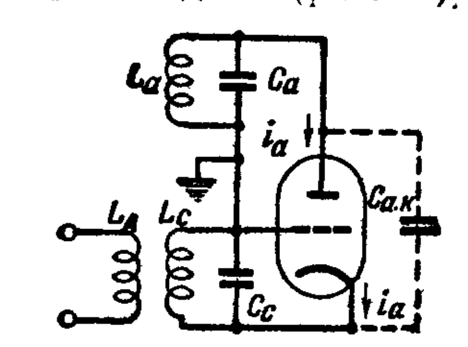


Рис. 2 Схема триодного усилителя высокой частоты с заземленной сеткой.

В схеме с заземленной сеткой, как видно на рис. 2, паразитная обратная связь имеет место через емкость $C_{а.к}$, величина которой значительно меньше $C_{а.с}$. Эта схема работает устойчиво и без конденсатора нейтрализации. Однако она имеет существенный недостаток — малое

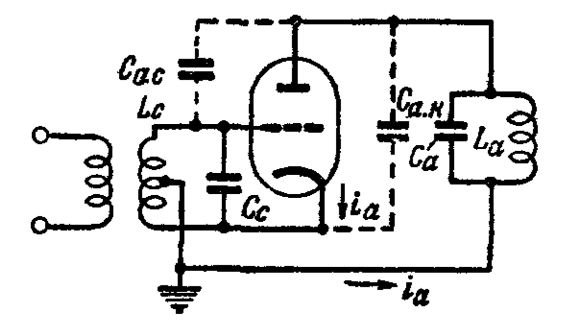


Рис. 3. Схема триодного усилителя высокой частоты с заземленной промежуточной точкой

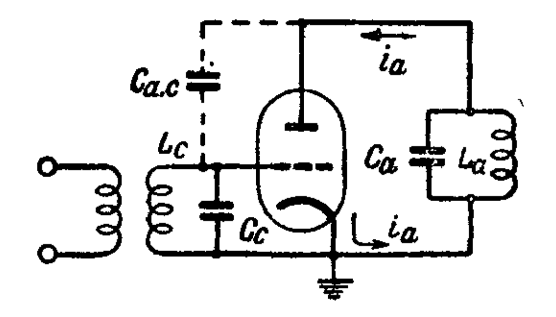


Рис. 4. Схема триодного усилителя высокой частоты с заземленным катодом.

входное сопротивление, что обусловлено протеканием через сеточный контур переменной составляющей анодного тока.

Компромиссным решением является схема с заземленной промежуточной точкой. Как видно из рис. 3, в зависимости от выбора точки заземления переменная составляющая анодного тока обтекает здесь ту или иную часть сеточного контура. Чем ближе точка заземления к катоду, тем выше входное сопротивление каскада, но тем больше влияние проходной емкости $C_{а.с}$, и наоборот.

В соответствии с этими соображениями на практике точку заземления выбирают весьма различным образом. В частности, можно выбрать ее так, чтобы обеспечить согласование входного сопротивления усилителя с приведенным к сеточной цепи оптимальным сопротивлением антенны. В то же время точку заземления следует выбирать так, чтобы при небольшой неточности величины нейтрализующей емкости схема еще работала достаточно стабильно. В случае, когда промежуточная точка достаточно близка к сетке, от нейтрализации можно вообще отказаться.

Выигрыш в усилении в схеме с заземленной промежуточной точкой по сравнению со схемой с заземленной сеткой несколько уменьшается из-за того, что нейтрализующий конденсатор увеличивает общую емкость анодного контура и тем самым снижает его резонансное сопротивление.

Промежуточную точку можно заземлить через емкостной делитель напряжения (см. рис. 12). В этом случае гармоники напряжения гетеродина подавляются лучше, чем при заземлении промежуточной точки самой контурной катушки, а также технологически облегчается подбор промежуточной точки в процессе регулировки. Для остаточного тока гармоник гетеродина, который просачивается из анодной цепи УВЧ через емкость $C_{а.с}$ во входной контур, конденсатор 15 *пф* представляет собой малое сопротивление (порядка 50 *ом* для второй гармоники). В случае заземления промежуточной точки на катушке, при котором экономится один конденсатор, подавления гармоник не происходит, так как сопротивление индуктивности с ростом частоты увеличивается.

Коэффициент усиления УВЧ и избирательность по зеркальному каналу зависят и от шунтирующего действия на анодный контур внутреннего сопротивления лампы УВЧ и входной цепи гетеродинного преобразователя. Иногда для повышения устойчивости работы УВЧ желательно уменьшить его усиление, что достигается уменьшением связи контура с лампой (см. рис. 1).

Что касается шунтирующего действия входной цепи гетеродинного преобразователя, то чем больше связь между УВЧ и преобразователем, тем больше вносимое им в анодный контур затухание. С другой стороны, при слишком слабой связи, когда усиление УВЧ сравнительно велико, общая чувствительность приемника тем не менее падает из-за недостаточного коэффициента передачи напряжения с УВЧ на вход преобразователя. Максимальная чувствительность получается при оптимальной связи, когда вносимое в анодный контур затухание со стороны гетеродинного преобразователя равно затуханию, вносимому лампой УВЧ. Связь преобразователя с УВЧ устанавливается отводом от анодного контура УВЧ или величиной конденсатора связи (например, C_7 на рис. 7).

Помимо активной составляющей, вход преобразователя вносит в контур УВЧ и реактивную (емкостную) составляющую, которая увеличивает общую емкость контура и снижает тем самым его резонансное сопротивление и усиление каскада. Иногда это влияние становится настолько вредным, что связь между преобразователем и УВЧ приходится устанавливать не оптимальной, как указывалось выше, а исходя из возможного уменьшения вносимой емкости.

Достоинства схемы с заземленным катодом (высокое входное сопротивление) и схемы с заземленной сеткой (устойчивость и малое прохождение напряжения частоты гетеродина на вход приемника) совмещает в себе так называемый каскодный усилитель высокой частоты. В каскодной схеме (рис. 5) первый триод включен по схеме с заземленным катодом. Нагрузкой для него служит входное сопротивление последующего каскада, выполненного по схеме с заземленной сеткой.

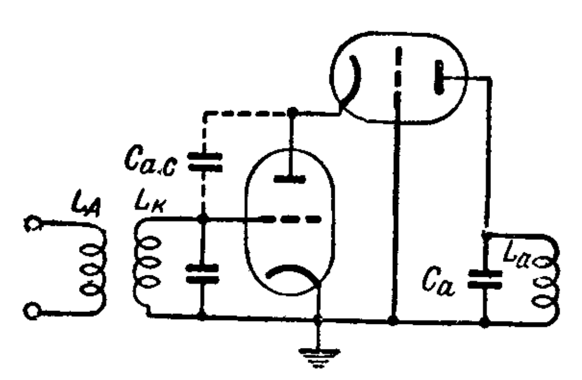


Рис 5. Принцип построения каскодной схемы

На рис. 6 приведена практическая каскадная схема высокой частоты[1]. Входное сопротивление каскада с за-

[1] Схема разработана в ИРПА и описана в журнале «Радио» № 7 за 1959 г.

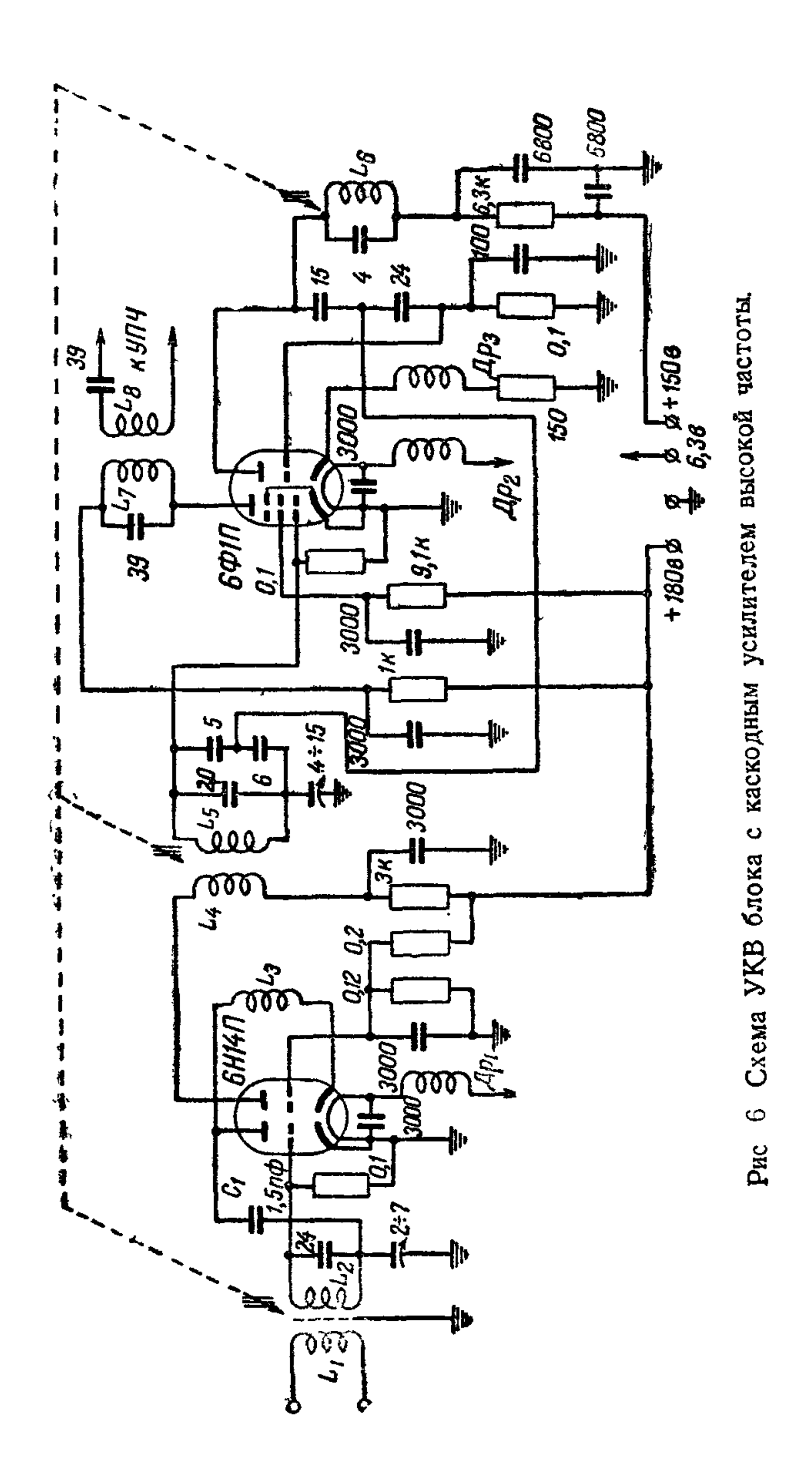


Рис 6 Схема УКВ блока с каскодным усилителем высокой частоты.

земленной сеткой при использовании одного из триодов лампы 6Н14П составляет 150 *ом*. Благодаря этому анодный контур L_3, C_1 сильно шунтируется, коэффициент усиления первого каскада близок к единице и нет необходимости в его нейтрализации, так как при таком усилении опасность самовозбуждения практически отсутствует. Коэффициент усиления каскада с заземленной сеткой, нагрузкой которого служит контур с большим резонансным сопротивлением, составляет около 35—40. Большой коэффициент передачи входной цепи и применение специальной малошумящей лампы 6Н14П в значительной мере увеличивают отношение сигнал/шум.

4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Применение многосеточных ламп в качестве преобразователей частоты оказалось нецелесообразным на УКВ диапазоне. С одной стороны, многосеточные лампы обладают весьма большими шумами, что приводит к уменьшению реальной чувствительности приемника, а с другой — их крутизна преобразования мала и в этом диапазоне частот еще более снижается из-за взаимодействия сигнальной и гетеродинной сеток через пространственный заряд.

В подавляющем большинстве случаев преобразователи частоты на УКВ диапазоне выполняются на триодах. Уровень шумов преобразователя на многосеточной лампе в десятки, а на пентоде — в несколько раз больше уровня шумов триодного преобразователя. Максимальная крутизна преобразования многосеточных ламп составляет 0,3—0,5 *ма/в*, пентодов 2 *ма/в*, а триодов 1,5 *ма/в*. При этом для триодного преобразователя требуемое напряжение гетеродина (2—3 *в*) значительно меньше, чем для многосеточного преобразователя, что облегчает борьбу с паразитным излучением. Входное сопротивление многосеточных и пентодных преобразователей в диапазоне УКВ вследствие влияния индуктивности катодного вывода и времени пролета электронов заметно меньше, чем у триодных, что при прочих равных условиях вызывает ухудшение чувствительности и избирательности по зеркальному каналу. Наконец, преимущество триода в качестве преобразователя определяется еще наличием двойных триодов и связанных с этим простотой и дешевизной конструкции.

В силу изложенного в УКВ блоке совершенно не используются многосеточные лампы в качестве двухсеточных преобразователей. Не следует думать, что в диапазо-

нах ДВ, СВ и КВ крутизна преобразования у них значительно больше, чем в УКВ диапазоне (эта разница довольно мала). В диапазонах ДВ, СВ и КВ использование многосеточных преобразователей возможно потому, что при низкой промежуточной частоте 465 *кгц* резонансное сопротивление контура может быть много больше, чем при частоте 8,4 *Мгц*, и соответственно усиление преобразователя в 10—20 раз выше.

В УКВ диапазоне, чтобы получить достаточное усиление, необходимо выбирать лампы с большей крутизной преобразования. Усиление и избирательность по УКВ тракту можно повысить, если выбрать промежуточную частоту 6,75 *Мгц*, как это делают некоторые иностранные фирмы (большинство из них предпочитает 10,7 *Мгц*). При этом на каждый каскад усиление возрастает в 1,4 раза, а избирательность по соседнему каналу улучшается в 1,5 раза по сравнению с приемниками с промежуточной частотой 10,7 *Мгц*. Ширина полосы пропускания уменьшается незначительно, а дополнительные нелинейные искажения пренебрежимо малы по сравнению с искажениями в низкочастотной части. Связанное с этим ухудшение избирательности по зеркальному каналу компенсируется применением настраиваемого входного контура и каскада УВЧ с заземленным катодом при условии тщательной его нейтрализации. Настраиваемый входной контур одновременно способствует уменьшению излучения напряжения основной частоты гетеродина.

Что касается пентодов, то они иногда используются в той же схеме односеточного гетеродинного преобразователя (рис. 6). Преимущества пентода по сравнению с триодом заключаются в очень малой проходной емкости и большом внутреннем сопротивлении. Первое обстоятельство позволяет строить пентодный преобразователь частоты без моста перекомпенсации по промежуточной частоте, а второе — благодаря небольшому шунтирующему действию на контур промежуточной частоты обеспечивает большее усиление и более высокую избирательность по соседнему каналу.

Наиболее подходящим отечественным двойным триодом для УКВ блока является лампа 6Н3П, хотя с несколько худшими результатами могут быть использованы и другие лампы (6Н1П, 6Н2П).

Подключение контуров гетеродина и усилителя высокой частоты к одному и тому же электроду лампы гетеродинного преобразователя может вызвать ряд нежелательных явлений. К их числу относятся взаимное влияние настройки одного контура на настройку другого и вследствие этого невозможность получения качественного сопряжения настроек, попадание напряжения гетеродина на контур УВЧ и дальнейшее его «просачивание» в антенну, попадание напряжения сигнала на гетеродинный контур и связанные с этим потеря мощности сигнала и ухудшение

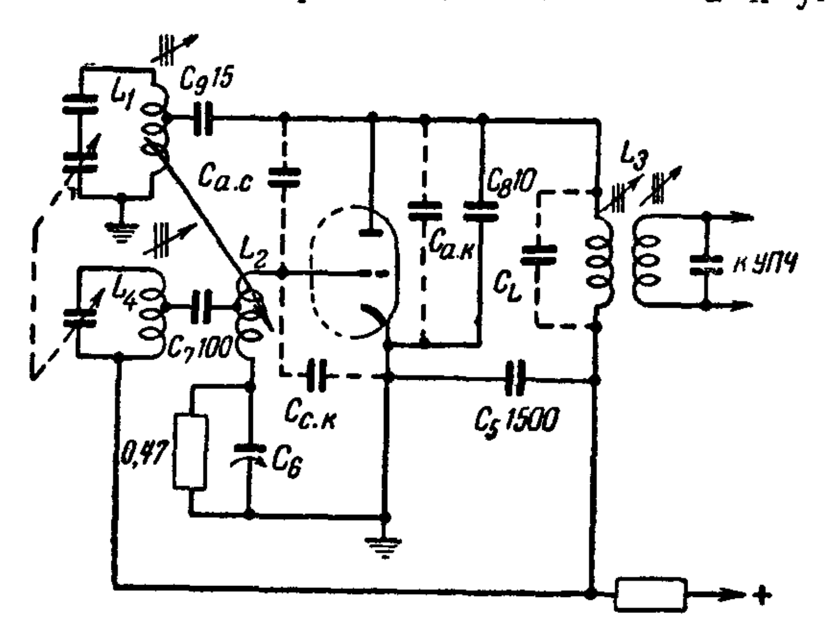


Рис 7. Схема УКВ блока с емкостной настройкой.

реальной чувствительности приемника. Всего этого удается избежать благодаря построению гетеродинного преобразователя частоты по балансно-мостовой схеме.

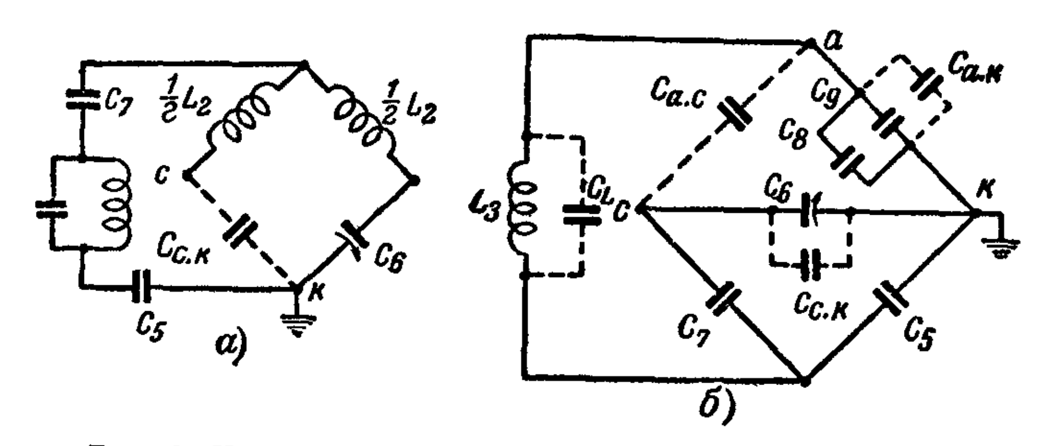


Рис. 8. К схеме УКВ блока с емкостной настройкой.

а — балансно-мостовая схема гетеродинного преобразователя частоты; *б* — мостовая схема перекомпенсации по промежуточной частоте.

Для схемы на рис. 7 двойной балансный мост (см. рис. 8,*а*) состоит из обеих половин катушки обратной связи гетеродина L_2, входной емкости лампы $C_{с.к}$ и подстроечного конденсатора C_6. Подстроечный конденсатор C_6 служит

для индивидуальной балансировки моста в каждом отдельном блоке, необходимой в связи с возможными разбросами величин элементов схемы. Сеточное сопротивление утечки много больше емкостного сопротивления конденсатора C_6 и на баланс моста не влияет.

В случае равенства индуктивностей половин катушки баланс моста имеет место при $C_{с.к}=C_6$. Обмотка обратной связи наматывается сдвоенным проводом, что обеспечивает равенство индуктивностей ее половин и предельное уменьшение индуктивности рассеяния между ними. Последнее обстоятельство очень важно, так как способствует уменьшению вносимых в анодный контур УВЧ емкостей и активной составляющей входного сопротивления гетеродинного преобразователя.

В случае равновесия моста на анодном контуре отсутствует напряжение гетеродина, а на гетеродинной катушке в свою очередь отсутствует напряжение сигнала. В то же время к участку сетка — катод лампы преобразователя частоты одновременно приложены напряжения сигнала и гетеродина, благодаря чему возможно преобразование частоты.

Во всем диапазоне частот идеального баланса добиться не удается даже при наличии подстроечного конденсатора. В связи с этим имеет место как частичное «просачивание» напряжения гетеродина на анод лампы УВЧ, так и некоторое уменьшение чувствительности за счет расстройки анодного контура и потерь мощности сигнала в гетеродинной катушке.

Напряжение гетеродина нельзя снижать сколь угодно ради подавления паразитного излучения. Оно должно иметь определенную величину для получения максимальной крутизны преобразования. Снизить гетеродинное напряжение на аноде лампы можно путем уменьшения ее связи с контуром. Благодаря емкостному делителю напряжения C_9—C_8 (см. рис. 7) напряжение гетеродина на аноде лампы преобразователя меньше напряжения на отводе контура. Такого рода уменьшение гетеродинного напряжения на аноде лампы преобразователя особенно важно в случае применения двойного триода, когда за счет паразитных емкостей между электродами обеих триодных систем возможно проникновение напряжения гетеродина на вход блока.

Конденсатор C_8, который входит в общую емкость как контура гетеродина, так и первого контура фильтра промежуточной частоты, обеспечивает также фильтрацию гармоник гетеродинного напряжения и предотвращает самовозбуждение преобразователя на сверхвысоких частотах. С этой целью желательно припаивать его непосредственно к ламповой панельке с возможно более короткими выводами. Самовозбуждение преобразователя на сверхвысоких частотах может иметь место при отсутствии конденсатора C_8 за счет образования высокоомного колебательного контура в анодной цепи из паразитных элементов (индуктивности монтажных проводов, выходной емкости лампы и т. п.), если этот контур оказывается настроенным на частоту одной из гармоник.

Развязка цепей гетеродина и сигнала, с одной стороны, и промежуточной частоты — с другой, легко обеспечивается благодаря большой разности частот, и катушка первичного контура фильтра промежуточной частоты выполняет роль дросселя в схеме параллельного питания лампы гетеродинного преобразователя.

Коэффициент усиления преобразователя снижается из-за недостаточно большого внутреннего сопротивления лампы (у триода — 20 *ком*), которое шунтирует первый контур фильтра промежуточной частоты. Внутреннее сопротивление триода еще больше снижается за счет отрицательной обратной связи по напряжению промежуточной частоты, которая действует через проходную емкость триода $C_{а.с}$.

В усилительном каскаде (например, в УВЧ УКВ блока) проходная емкость вредна из-за положительной обратной связи, в то время как в гетеродинном преобразователе она дает по промежуточной частоте отрицательную обратную связь. Объясняется это следующим образом. Анодное напряжение находится в противофазе с напряжением на сетке. В схеме гетеродинного преобразователя (см. рис. 7) сопротивление катушек L_2 и L_4 на промежуточной частоте пренебрежимо мало по сравнению с емкостным сопротивлением последовательно включенных конденсаторов C_7 и C_5 и подстроечного конденсатора C_6. В свою очередь сопротивление утечки (470 *ком*) много больше сопротивления подстроечного конденсатора C_6 (несколько пикофарад) на промежуточной частоте. В результате анодное напряжение оказывается приложенным к емкостному делителю (одно плечо $C_{а.с}$, другое — C_7, C_5, C_6 и $C_{с.к}$), который не дает сдвига фаз напряжения, и на сетку преобразователя поступает напряжение отрицательной обратной связи.

В противоположность этому сопротивление участка сетка — катод в усилительном каскаде в зависимости от на-

стройки сеточного контура может иметь индуктивный, емкостный или активный характер. Анодное напряжение делится между емкостью $C_{a.c}$ и сопротивлением участка сетка — катод. На участке ниже частоты настройки сеточного контура сопротивление последнего имеет индуктивный характер и цепочка CL дает такой дополнительный сдвиг фазы напряжения обратной связи, что к сетке поступает составляющая напряжения, синфазная с входным. В этом нетрудно убедиться путем построения простейшей векторной диаграммы (рис. 9).

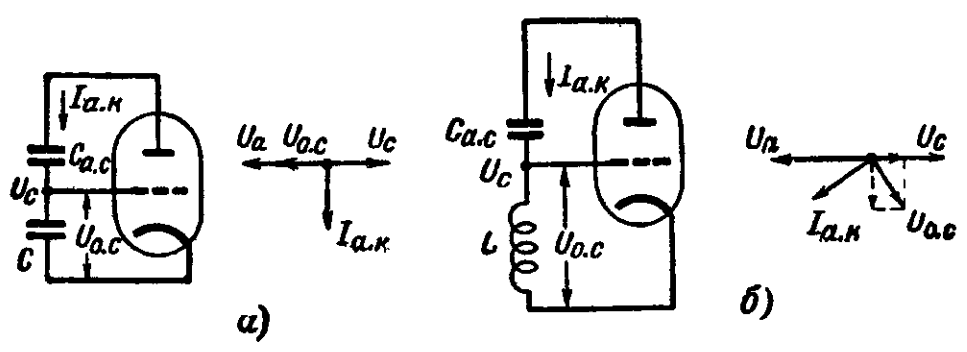


Рис. 9. К действию проходной емкости лампы.
а — в схеме преобразователя; *б* — в схеме усилителя.

Внутреннее сопротивление преобразовательной лампы и вместе с тем усиление каскада и избирательность по соседнему каналу повышаются с помощью мостовой схемы (см. рис. 8,*б*). Сопротивлениями катушек L_1, L_2 и L_4 можно пренебречь. Конденсатором нейтрализации C_5 возможно сбалансировать мост и компенсировать действие проходной емкости $C_{a.c}$. Однако обычно емкость C_5 выбирается достаточно небольшой, чтобы получить перекомпенсированный мост, в котором за счет уже положительной обратной связи обеспечивается дальнейшее увеличение внутреннего сопротивления лампы преобразователя. В перекомпенсированном мосте емкость конденсатора C_5 очень резко влияет на рост положительной обратной связи, поэтому, подбирая этот конденсатор, необходимо соблюдать осторожность во избежание самовозбуждения каскада.

Как видно из схемы на рис. 7, емкость первого контура фильтра промежуточной частоты составляется из емкости конденсаторов C_8, C_9, выходной емкости лампы и собственной емкости катушки C_L. Емкость конденсатора C_5 обычно берется несколько сотен пикофарад и не влияет на настройку контура.

С ростом числа передающих ЧМ станций возрастают требования к избирательности УКВ приемника и вместе с тем особое значение приобретает вопрос постоянства частоты гетеродина. Требования к постоянству частоты гетеродина на УКВ диапазоне очень высоки (отклонение от номинальной величины не должно превышать сотых долей процента). Уход частоты гетеродина вызывается изменениями влажности, напряжения питания, междуэлектродных емкостей лампы и температуры элементов колебательного контура.

Вследствие большой диэлектрической проницаемости воды, равной $\varepsilon=80$, минимальные количества влаги, попадая на пластины конденсатора переменной емкости, подстроечные конденсаторы и другие элементы схемы, вызывают резкое увеличение емкости и уменьшение частоты гетеродина. Влияние влаги может иметь место после того, как приемник длительное время не включался и находился в помещении с повышенной влажностью воздуха. При работе приемника нагрев УКВ блока обеспечивает сравнительно быстрое удаление влаги.

Колебания напряжения питания лампы влияют на частоту гетеродина сравнительно мало, особенно при повышенном напряжении электросети. Это влияние обусловлено прежде всего наличием пространственного заряда между катодом и сеткой лампы, которое увеличивает первоначальную входную емкость холодной лампы приблизительно на $1/3$. Объем электронного облака зависит от величин приложенных к лампе напряжений. Например, при пониженном напряжении накала эмиссия катода уменьшается (вследствие чего уменьшаются электронное облачко и входная емкость), частота гетеродина возрастает. Этого можно избежать, если включать контур гетеродина не в цепь сетки, а в анодную цепь лампы, а также увеличивать емкость контура и уменьшать его связь с лампой.

Уход частоты гетеродина вызывает и изменение междуэлектродных емкостей лампы в начальной стадии нагрева приемника. В течение первых 20 *мин* после включения эмиссия катода заметно возрастает, увеличивается электронное облако и частота понижается. С этим источником нестабильности можно бороться теми же средствами, что и в предыдущем случае, а также путем припаивания непосредственно к ламповой панельке небольшого включенного в контур конденсатора со значительным отрицательным температурным коэффициентом. Хорошие результаты дает схема (см. рис. 7) с частичным подключением гетеродинного контура к аноду лампы через небольшую емкость 15 *пф* с большим отрицательным ТКЕ.

Через несколько минут после включения приемника начинается нагрев конденсаторов и катушки колебательного контура, к которым тепло поступает преимущественно через провода и точки соединения. Лампа типа 6Н3П представляет собой источник тепла с мощностью около 6 *вт*, которая лишь частично излучается в окружающее пространство, а большей частью переходит через панельку и экран на УКВ блок. После 2 *ч* работы элементы блока могут нагреться до температуры 60° С, т. е. их температура возрастает на 40° С по сравнению с нормальной комнатной. Следует еще учесть, что вследствие различной удаленности от лампы элементы схемы нагреваются неодновременно. Поэтому тщательным подбором ТКЕ конденсаторов необходимо добиваться минимального ухода частоты гетеродина не только в установившемся тепловом режиме, но и на различных этапах нагрева приемника. Желательно также избегать непосредственных соединений элементов контура с ламповой панелькой. Температурная стабильность частоты гетеродина возрастает, если вместо двойного триода применять две отдельные лампы.

Влияние пространственного заряда и входной емкости лампы на частоту гетеродина может вызвать и некоторые другие вредные явления. Поскольку величина пространственного заряда зависит от анодного напряжения, недостаточная фильтрация последнего приводит к модуляции динамической входной емкости лампы частотой фона. Возникающая в результате этого паразитная частотная модуляция гетеродинного напряжения приводит к резкому возрастанию уровня фона на выходе приемника. С этой точки зрения также целесообразно включать контур гетеродина в анодную цепь лампы, так как в этом случае требуемая фильтрация напряжения питания может быть во много раз меньше, чем при включении его в сеточную цепь.

Наконец, включение гетеродинного контура в цепь анода рекомендуется еще и для уменьшения опасности затягивания и захватывания частоты гетеродина. Это явление заключается в том, что при очень сильных сигналах частота гетеродина постепенно отклоняется в сторону частоты сигнала, а при достаточно большом уровне напряжения сигнала она скачком изменяется и становится в точности равной частоте сигнала. Естественно, что при этом качество приема ухудшается или прием совсем прекращается в случае захватывания. Величина напряжения сигнала при которой имеют место затягивание и захватывание частоты гетеродина, зависит от величины напряжения гетеродина $U_г$ и от разности частот сигнала и гетеродина $f_г - f_с$. Чем меньше $U_г$ и $f_г - f_с$, тем при меньших сигналах возможны указанные явления. Поэтому, например, они могут наблюдаться при некоторой расстройке сигнала относительно гетеродина ($f_г - f_с < 8{,}4$ *Мгц*) и исчезнуть при точной настройке ($f_г - f_с = 8{,}4$ *Мгц*).

Для борьбы с явлением захватывания можно подать напряжение автоматической регулировки усиления (АРУ) на каскад УВЧ (см. рис. 1). Напряжение АРУ снимается с ограничительной цепочки 200 *ком* — 100 *пф*, включенной в сеточную цепь первого каскада усилителя промежуточной частоты, на которой оно создается за счет сеточного тока при больших сигналах.

На гетеродинный преобразователь напряжение АРУ подавать нельзя, так как это приводит к изменению частоты гетеродина вследствие изменения входной емкости лампы, а также к другим вредным явлениям.

5. ПАРАЗИТНОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ И СИСТЕМЫ НАСТРОЙКИ УКВ БЛОКА

По мере возрастания количества телевизоров и радиоприемников с УКВ диапазоном, находящихся в эксплуатации, все большее значение приобретает проблема уменьшения паразитного излучения колебаний гетеродина. Следуя общепризнанному правилу, бороться с электрическими помехами следует прежде всего в месте их возникновения.

Паразитное излучение состоит из напряжения основной частоты гетеродина и напряжения ее гармоник. Возникновение гармоник напряжения гетеродина обусловлено, во-первых, нелинейностью характеристики лампы преобразователя и, во-вторых, пиковым детектированием в цепи сетки преобразователя. Последнего явления можно в большинстве случаев избежать, если выбрать величину сопротивления утечки достаточно большой, что вызывает, однако, некоторое уменьшение крутизны преобразования.

Таким образом, меры подавления паразитного излучения, которые возможно принять в месте его возникновения, сводятся к предельному снижению напряжения гетеродина и к выбору рабочей точки лампы преобразователя, при которой образование гармоник минимально. Однако возможности снижения напряжения гетеродина ограничены прежде всего требованием устойчивости генерируемых колебаний. Уже упоминалось, что чем меньше напряжение

гетеродина, тем существует большая вероятность явления захватывания. При выборе режима лампы преобразователя необходимо обеспечить получение максимальной крутизны преобразования. В предыдущем параграфе уже шла речь об эффекте, который дают ослабление связи контура гетеродина с лампой и фильтрация гармоник гетеродина конденсатором 10—15 *пф*, подключаемым непосредственно к ламповой панельке.

Интенсивное паразитное излучение может быть обусловлено неудачной конструкцией гетеродинной части УКВ блока. Опасными являются прежде всего длинные соединительные провода между гетеродинным контуром и лампой. Точки заземления надо выбирать таким образом, чтобы между ними по шасси не протекали токи частоты гетеродина. Паразитное излучение может иметь место через провода питания, сетевой шнур и через другие близко расположенные провода. Некоторые из них могут иметь длину, равную $\lambda/4$ или $\lambda/3$, и представлять собой настроенные антенны для гармоник частоты гетеродина. Такую же роль настроенной антенны могут сыграть провода, подходящие к магнитной антенне. Бороться с этими излучениями следует соответствующим расположением проводов и путем включения в них УКВ дросселей (например, катушки диаметром 5 *мм* из 15 витков). В незаземленный конец нити накала обязательно необходимо включить дроссель и блокировать его конденсатором.

В случае емкостной настройки УКВ блока возможно паразитное излучение за счет емкостной связи между ЧМ и АМ секциями конденсатора переменной емкости. В этом случае следует включать УКВ дроссели также в провода, отходящие от АМ секции конденсатора.

Излучение напряжения основной частоты гетеродина происходит преимущественно через антенну. Поэтому нужно заботиться прежде всего о том, чтобы напряжение гетеродина не попадало на анод лампы УВЧ и через проходную емкость лампы, а также за счет непосредственной связи с входными контурами на вход блока. Эффективными средствами борьбы с этим служат тщательная балансировка высокочастотного моста и нейтрализация емкости $C_{а.с}$ лампы УВЧ. Если имеется возможность определять уровень паразитного излучения (в любительских условиях, например, с помощью телевизора и отрезка провода, который подключается к различным точкам схемы), то целесообразно балансировку моста и нейтрализацию осуществлять подстроечными конденсаторами.

Более эффективно с действием емкости $C_{а.с}$ удается бороться с помощью резонансного контура (рис. 10). Параллельный колебательный контур, составленный из проходной емкости $C_{а.с}$ и катушки L_3, настроен на верхнюю частоту принимаемого диапазона и благодаря высокому резонансному сопротивлению преграждает путь к сетке как напряжению частоты гетеродина, так и напряжению обратной связи с частотой сигнала. Напряжение гармонических составляющих гетеродина может попасть на вход только через небольшую емкость $C_{а.с}$. Цепочка L_4R_1 служит для предотвращения паразитных колебаний на дециметровых волнах.

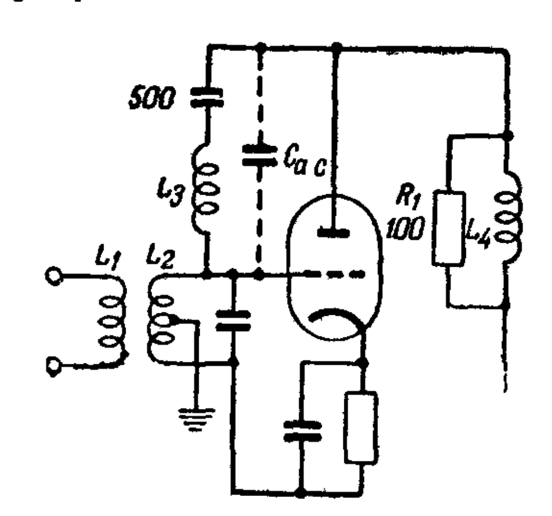


Рис. 10. Схема подавления паразитного излучения напряжения гетеродина с помощью резонансного контура L_3 $C_{а.с}$.

Для уменьшения «просачивания» напряжения гетеродина иногда устанавливают экранирующие стенки между анодной цепью УВЧ и антенной и гетеродинной цепями. Этой же цели служит применение двух отдельных триодов для УВЧ и гетеродинного преобразователя.

Решающую роль в борьбе с излучением напряжения гетеродина играет, как уже отмечалось, каскад УВЧ. Наиболее выгодной с этой точки зрения является схема с заземленной сеткой, в которой паразитная связь между выходной и входной цепями минимальна. В схеме с заземленной промежуточной точкой уменьшению излучения способствует емкостной делитель.

Входной полосовой фильтр благодаря своей избирательности препятствует попаданию напряжения гетеродина на вход антенны. На входе блока УКВ часто включаются настроенные фильтры для подавления гармоник гетеродина (см. рис. 1). Оба последовательных резонансных контура образуют настроенный на частоту второй гармоники полосовой фильтр. Они обеспечивают уменьшение напряжения второй гармоники гетеродина на антенных гнездах в 10 раз.

Другим эффективным средством подавления излучения гармоник является разомкнутая четвертьволновая линия,

включаемая на входе УКВ (рис. 11,*а*). Входное сопротивление ее равно нулю для всех четных гармоник. Она состоит из трех проводов, один из которых заземляется, а два других подсоединяются к антенным гнездам. Емкость этой линии входит в общую емкость контура. В отечественных конструкциях УКВ блоков в соответствии с выбранными частотами телевизионных каналов основную опасность представляет не вторая, а третья гармоника напряжения гетеродина. Поэтому цепи подавления необходимо настраивать в отличие, например, от некоторых зарубежных приемников на третью гармонику.

Аналогичным путем можно бороться и с излучением напряжения основной частоты гетеродина антенной (рис. 11,*б*). Если перестраивать индуктивность последовательного резонансного контура вместе с гетеродином, то эффективность подавления паразитного излучения будет велика при отсутствии какого-либо влияния на прохождение сигнала. При фиксированной настройке контура его резонансную частоту следует выбрать так, чтобы сигналы на высшей частоте диапазона заметно не ослаблялись. При этом ухудшается подавление излучения гетеродина на нижнем конце диапазона.

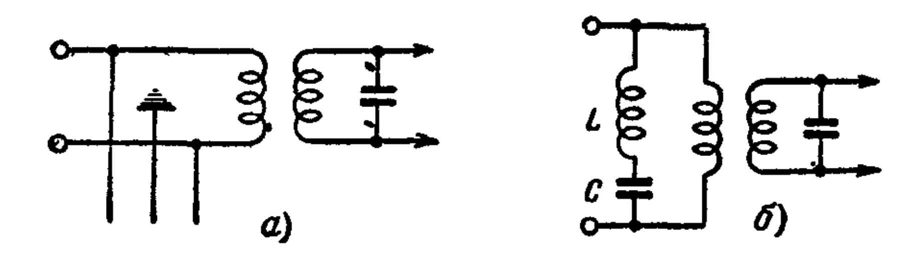


Рис. 11. Включение разомкнутой на конце четвертьволновой линии *(а)* последовательного резонансного контура *(б)* на входе УКВ блока для подавления паразитного излучения гетеродина.

Само собой разумеется, общим средством борьбы с паразитным излучением является полная экранировка всего УКВ блока. Однако иногда при осуществлении ряда других мер в ней нет необходимости.

В современных приемниках применяется как индуктивная система настройки УКВ блока, так и емкостная. При емкостной настройке часто используется комбинированный блок конденсаторов переменной емкости, который наряду с обычными секциями для диапазонов АМ имеет еще две или три специальные малоемкостные секции для УКВ диапазона. Такая система очень удобна для приемников, в которых настройка на всех диапазонах производится одной и той же ручкой. В более дорогих моделях, где настройка на УКВ диапазоне осуществляется отдельной ручкой, целесообразно использовать автономный блок малоемкостных конденсаторов переменной емкости (6—25 *пф*).

Индуктивная настройка производится путем введения в поле катушек диамагнитных цилиндрических сердечников, играющих роль короткозамкнутого витка. Чем глубже введен сердечник, тем меньше индуктивность катушки. Сердечники изготавливаются преимущественно из алюминия, иногда из латуни или посеребренной стали. Небольшая конусность полых сердечников, перемещающихся внутри каркаса катушки, обеспечивает линейность кривой изменения частоты. Катушки анодного и гетеродинного контуров могут иметь одинаковые размеры и одинаковое число витков, а перекрытие разных диапазонов частот достигается при этом также за счет формы сердечника. Сопряжение получается достаточно хорошим при одной точке сопряжения, и можно отказаться от подстроечных конденсаторов, которые имеют большой и непостоянный ТКЕ.

Емкостная настройка имеет ряд недостатков по сравнению с индуктивной настройкой. При перестройке трех контуров, в том числе и входного с заземленной промежуточной точкой, блок конденсаторов переменной емкости должен выполняться с изолированным ротором. Заземленный ротор блока конденсаторов ограничивает также возможности схемных вариаций в построении гетеродина. При изолированном же роторе конструкция блока конденсаторов усложняется и удорожается. Расположение элемента настройки вне блока УКВ требует дополнительной его экранировки во избежание роста паразитного излучения. Кроме того, блок конденсаторов переменной емкости имеет значительную склонность к микрофонному эффекту.

От этих недостатков свободна индуктивная система настройки УКВ блока, которая позволяет осуществлять компактную и рациональную конструкцию, полностью экранированную вместе с остальными элементами схемы. Индуктивная настройка позволяет увеличить начальную емкость контуров и тем самым повысить устойчивость усиления. Однако по сравнению с блоком конденсаторов переменной емкости индуктивная система конструктивно сложнее и требует высокой точности изготовления деталей.

Отдельная ручка настройки на УКВ диапазоне при индуктивной системе настройки, равно как и при настройке автономным малоемкостным блоком конденсаторов пере-

менной емкости, обеспечивает радиослушателю эксплуатационные удобства. Она позволяет сохранять постоянную настройку на местную УКВ станцию и может быть использована для электрической «растяжки» коротковолновых диапазонов в любой точке шкалы.

В заключение вкратце рассмотрим схему УКВ блока радиолы «Латвия» (рис. 12). Контуры входного полосового

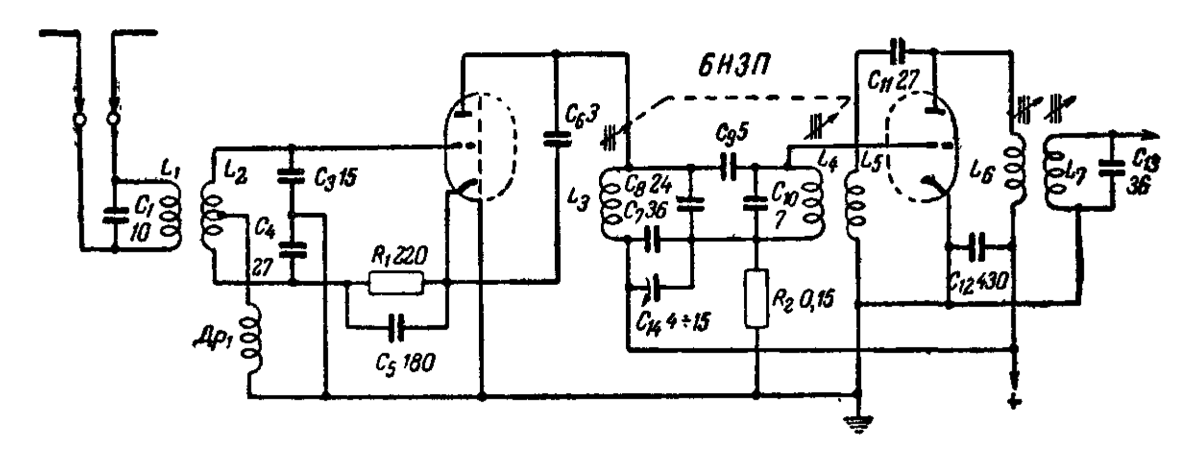


Рис. 12. Схема УКВ блока радиолы „Латвия".

фильтра (L_1C_1 и $L_2C_3C_4$) настроены на среднюю геометрическую частоту (70 *Мгц*) принимаемого диапазона частот. Усилитель высокой частоты выполнен по схеме с заземленной промежуточной точкой. Дроссель $Др_1$ позволяет заземлить цепи катода и сетки лампы по постоянному току. Конденсатор C_6 обеспечивает нейтрализацию проходной емкости $C_{а.с}$ и тем самым предотвращает самовозбуждение каскада за счет обратной связи через нее, а также «просачивание» в антенну остаточного напряжения гетеродина, которое имеется на аноде лампы УВЧ.

Как видно из рис. 13,*а*, в одну диагональ образуемого таким образом моста оказывается включенным анодный контур УВЧ ($L_3C_8C_7C_{14}$), а в другую диагональ включена цепь сетка — катод лампы с входным контуром. В случае баланса моста ($C_3/C_4 = C_{а.с}/C_6$) вход и выход УВЧ полностью развязаны, т. е. напряжение с анодного контура не прикладывается к промежутку сетка — катод.

Схема гетеродина выполнена с трансформаторной связью и состоит из катушки связи L_5 и контура L_4C_{10}. Конденсатор C_{11} является разделительным в схеме параллельного питания анода лампы. Гетеродинный преобразователь частоты выполнен по мостовой схеме, для осуществления которой емкость контура УВЧ разделена на последовательно включенные конденсаторы C_7 и C_{14} (рис. 13,*б*). В случае равновесия моста, которое имеет

место при $C_8/C_7 + C_{14} = C_9/C_{с.к}$, на анодном контуре УВЧ отсутствует напряжение гетеродина, а на гетеродинном контуре в свою очередь отсутствует напряжение сигнала.

Мост перекомпенсации по промежуточной частоте в этой схеме изображен на рис. 13,*в*.

Коэффициент усиления этого блока составляет 200—250 при ослаблении сигналов зеркального канала до 34 *дб*.

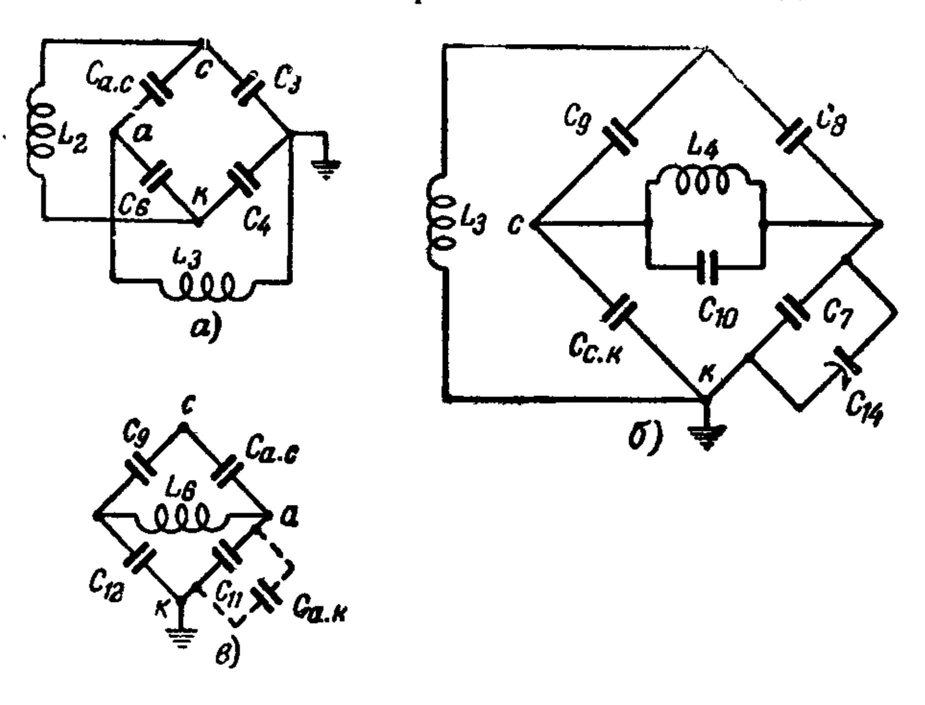


Рис. 13. К схеме УКВ блока радиолы „Латвия".

а — мостовая схема нейтрализации проходной емкости лампы УВЧ; *б* — балансно-мостовая схема гетеродинного преобразователя частоты; *в* — мостовая схема перекомпенсации по промежуточной частоте.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ТРАКТ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ ДИАПАЗОНОВ ДВ, СВ и КВ

6. ФЕРРИТОВАЯ АНТЕННА И СХЕМЫ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ

Тракт высокой частоты диапазонов коротких, средних и длинных волн, под которым подразумеваются входные цепи, усилитель высокой частоты, преобразователь частоты и гетеродин приемника, наименее богат различного рода схемными новинками. Дальнейшее усовершенствование этой части приемника в последние годы осуществлялось в основном на базе принципиальных решений, достаточно широко известных уже давно.

Самым значительным достижением является ферритовая антенна, широко применяемая в настоящее время

в большинстве радиовещательных приемников. Такая антенна представляет собой стержень из нового высокочастотного материала — феррита, на который наматываются катушки входных контуров приемника (рис. 14).

Роль и значение ферритовой антенны определяются прежде всего направленностью ее действия, т. е. способностью принимать электромагнитные волны только с определенных направлений. Это ее свойство позволяет избавиться от мешающих сигналов и помех, направление прихода которых не совпадает с направлением на источник полезного принимаемого сигнала. Кроме того, качество приема на ферритовую антенну улучшается за счет того, что она реагирует в основном лишь на магнитную составляющую электромагнитного поля, в то время как большинство источников помех (искрение коллекторов, выключателей и т. п.) создают поле, в котором преобладает электрическая составляющая. Наконец, достоинствами ферритовой антенны являются компактность и малые габариты, что особенно важно для карманных и переносных радиоприемников.

Основным параметром, характеризующим эффективность действия любой антенны, является ее действующая высота, определяемая из соотношения

$$E_А = h_д E_п,$$

где $E_А$ — э. д. с., наводимая в антенне;

$E_п$ — напряженность электромагнитного поля в месте приема;

$h_д$ — действующая высота антенны.

Действующая высота обычной проволочной антенны зависит от соотношения длины антенны l и длины волны λ. Для частот, используемых в радиовещании, обычно $l \ll \lambda$; для повышения эффективности антенны желательно увеличить ее длину.

Принципиально иная возможность используется в ферритовой антенне. Действующая высота ферритовой антенны

$$h_д = \frac{2\pi w S}{\lambda} \mu_{эфф},$$

где w — число витков антенной катушки;

S — площадь поперечного сечения сердечника;

λ — длина волны;

$\mu_{эфф}$ — эффективная магнитная проницаемость сердечника[1].

Из приведенного выражения видно, что $h_д$ можно увеличить путем повышения $\mu_{эфф}$. Физически это может быть объяснено на основе известных выражений:

$$\lambda = \frac{v}{f} \text{ и } v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon\mu}},$$

где v — скорость распространения электромагнитной волны в данной среде;

c — скорость распространения электромагнитной волны в вакууме;

f — частота колебаний;

ε — диэлектрическая проницаемость среды;

μ — магнитная проницаемость среды.

Ферриты относятся к классу бикомплексных сред (различают еще идеальные и полупроводниковые среды, которые характеризуются весьма большими значениями ε и μ). Очевидно, что при уменьшении скорости распространения волны в такого рода среде соответственно уменьшается и длина ее λ, благодаря чему достигается требуемая для увеличения $h_д$ соизмеримость между размерами антенны и длиной принимаемой волны.

Этим же объясняется и направленность действия ферритовой антенны. Как известно, условие соизмеримости l с λ определяет и характеристику направленности антенны.

Действующая высота собственно ферритовой антенны составляет при обычно применяемых материалах сердечника 0,007—0,0125 *м*, в то время как действующая высота простой комнатной антенны значительно больше (0,25—1 *м*). Однако, как видно из схемы на рис. 14, антенная катушка является частью входного контура и подводимое к первой лампе напряжение на частоте резонанса в Q' раз больше э. д. с., наводимой в антенне. В связи с этим эффективность действия ферритовой антенны определяют так называемой приведенной действующей высотой

$$h'_д = h_д Q',$$

где Q' — добротность входного контура с учетом затухания, вносимого в него другими элементами входной цепи (величина $Q' \simeq 100 \div 150$).

Учитывая, что коэффициент передачи обычной входной

[1] Поскольку магнитная проницаемость вдоль стержни непостоянна (она имеет максимальную величину в середине сердечника и уменьшается по направлению к его концам), под эффективной магнитной проницаемостью $\mu_{эфф}$ понимают усредненную вдоль длины антенной катушки величину.

цепи не превышает 2—5, получаем для приведенной действующей высоты ферритовой антенны величину такого же порядка, как и у проволочной комнатной антенны.

Кажется очевидным, что для повышения $h_д$ и направленного действия целесообразно выбирать ферриты с возможно большей магнитной проницаемостью. Однако по ряду причин оптимальным материалом антенного стержня является феррит Ф-600 с начальной проницаемостью $\mu_0 = 600$ (μ_0 — проницаемость тороидального сердечника).

Дело в том, что с ростом проницаемости феррита более резко проявляются и вредные его свойства, в первую очередь температурная нестабильность и потери в нем. Свойства ферритового сердечника зависят также от его формы. В разомкнутом сердечнике магнитная проницаемость, температурная нестабильность и потери резко уменьшаются по сравнению с тороидальным сердечником и тем сильнее, чем меньше отношение длины сердечника к площади его поперечного сечения. Для цилиндрического антенного стержня найдено, что оптимальным с точки зрения $h'_д$ является отношение его длины к диаметру, равное $l/d = 16 \div 25$. При меньших значениях l/d действующая высота уменьшается из-за снижения $\mu_{эфф}$, а при больших значениях она снижается из-за возрастания потерь в сердечнике и уменьшения Q'.

Помимо потерь в феррите, результирующая добротность контура Q' зависит также от потерь в катушке и затухания, вносимого лампой, соединительными проводами и другими элементами схемы. Влияние этих факторов возрастает с уменьшением рабочей частоты, поскольку потери в сердечнике при этом уменьшаются.

Потери в катушке в свою очередь зависят от типа провода, шага намотки, длины катушки и каркаса, в качестве которого на диапазонах СВ и ДВ используется кабельная бумага или электрокартон толщиной 0,3—0,5 *мм*. Тип провода заметно влияет на добротность катушки лишь при сплошной ее намотке виток к витку. В случае принудительного шага намотки (равномерного или прогрессивного) $h'_д$ возрастает очень незначительно. В то же время такая катушка имеет ряд недостатков (усложняется технология намотки, катушка занимает много места на стержне и затрудняет размещение катушки второго диапазона, несколько возрастает температурная нестабильность). Диаметр катушки (точнее, его соотношение с диаметром стержня) сравнительно мало влияет на добротность катушки и приемные свойства антенны.

Чрезмерное повышение добротности, обеспечивая рост $h'_д$ и избирательности, приводит в то же время к недопустимому сужению полосы пропускания входного контура ($\Delta f = f_0/Q$) и, следовательно, ухудшает качество приема и усложняет сопряжение контуров.

Требуемая индуктивность контура рассчитывается по обычной формуле. В диапазоне СВ она составляет около 200 *мкгн*. Относительная проницаемость стержня, показывающая, во сколько раз возрастает индуктивность катушки при введении в нее магнитного сердечника, составляет 10—25 (около 20% $\mu_{эфф}$). С учетом этого производится определение числа витков катушки.

Ввиду неравномерности распределения магнитной индукции вдоль стержня индуктивность и добротность катушки заметно изменяются в зависимости от ее положения на стержне (рис. 15). Изменением расстояния x можно

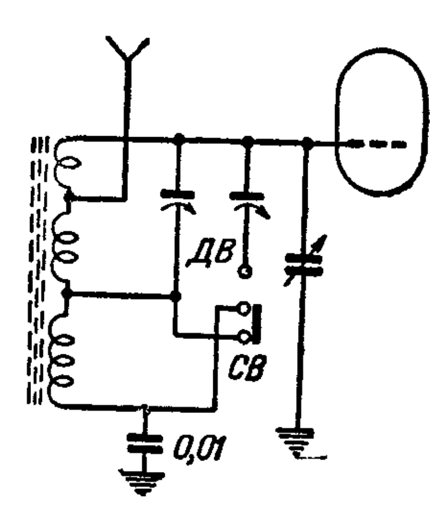


Рис 14 Схема включения ферритовой антенны

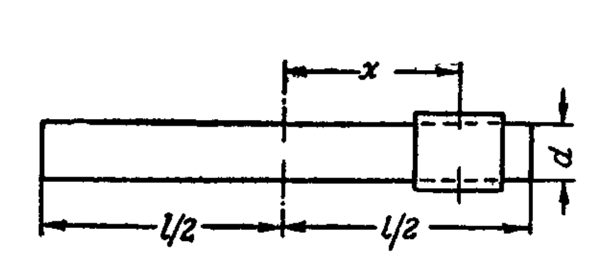


Рис. 15 Расположение катушки на стержне ферритовой антенны

производить точную подстройку входного контура в процессе регулировки. Этот простой метод регулировки имеет следующий недостаток: с увеличением x уменьшается (до 10%) действующая высота антенны. Уменьшение действующей высоты имеет место и при другом методе регулировки—включении последовательно с ферритовой антенной дополнительной катушки, величина индуктивности которой изменяется путем вращения сердечника. Наиболее часто используется третий способ, заключающийся в разделении катушки на две части, располагаемые симметрично относительно середины стержня. Индуктивность эффективно изменяется регулировкой связи между обеими частями катушки; изменение $h'_д$ при этом получается незначительным.

В радиовещательных приемниках ферритовые антенны применяются главным образом на диапазонах СВ и ДВ, поскольку на более высоких частотах потери в феррите резко возрастают. Катушки обоих диапазонов располагаются на одном и том же стержне. В случае их последовательного включения для диапазона ДВ (используется суммарная индуктивность обеих катушек) длинноволновую катушку при переходе на диапазон СВ приходится замыкать накоротко, что приводит к снижеиию добротности и действующей высоты антенны. Если же оставить эту катушку разомкнутой, то она образует с собственной емкостью паразитный колебательный контур, ухудшающий работу приемника на диапазоне СВ. Поэтому более целесообразно включать обе катушки параллельно на диапазоне СВ с тем, чтобы на диапазоне ДВ оставлять разомкнутой небольшую средневолновую катушку. Индуктивность ее и собственная емкость малы, так что резонансная частота паразитного контура оказывается достаточно удаленной от рабочих частот длинноволнового диапазона.

Использование катушек ферритовой антенны одновременно и в качестве элемента входного контура позволяет резко повысить чувствительность и эффективность действия антенны. Однако такое построение схемы связано и с некоторыми недостатками в случае пользования внешней антенной. В частности, при работе от внешней антенны для повышения качества звучания приемника желательно иметь достаточно широкую полосу пропускания входных цепей. Для этого добротность катушки ферритовой антенны следует снизить до величины порядка 50, что заметно уменьшает приведенную действующую высоту антенны. Кроме того, не удается обеспечить высокоиндуктивную связь катушки ферритовой антенны с внешней антенной, необходимую для повышения избирательности по зеркальному каналу и ослабления сигналов с частотой, равной промежуточной частоте. Наконец, в ферритовой антенне могут наводиться помехи, которые в случае пользования коллективной внешней антенной мешают работе соседних приемников.

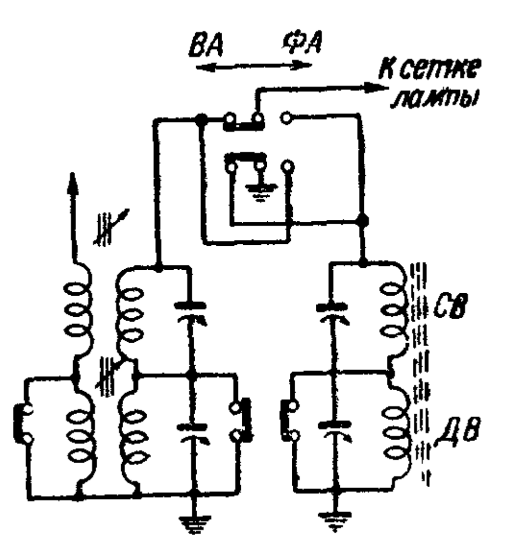


Рис 16 Схема входа приемника с отключаемой ферритовой антенной

ВА — внешняя антенна, *ФА* — ферритовая антенна

Все эти причины побуждают в высококачественных радиоприемниках полностью отключать ферритовую антенну при работе от внешней антенны и использовать отдельные входные контуры (рис. 16). Получающиеся при этом некоторое удорожание и усложнение конструкции оправдываются улучшением качественных показателей приемника.

Ферритовая антенна обычно выполняется поворотной с углом вращения 360°. Во избежание роста потерь она должна быть достаточно удалена от шасси, громкоговорителей, силового трансформатора.

7. НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ТРАКТА

В гл. 1 уже шла речь о применении простейшего варианта односеточного преобразования частоты (гетеродинного преобразователя) в приемниках с диапазоном УКВ. Другим вариантом односеточного преобразования является схема с гетеродином на отдельной лампе. Обе эти схемы могут выполняться как на пентоде, так и на триоде. Основные достоинства односеточных преобразователей, помимо уменьшения затрат, заключаются в большой крутизне преобразования и малом уровне шумов.

В приемниках с диапазонами ДВ, СВ и КВ односеточные преобразователи до настоящего времени не нашли широкого применения, поскольку считалось, что на этих волнах недостатки такого рода схем преобладают над их достоинствами. К числу этих недостатков относится прежде всего опасность появления свистов и перекрестной модуляции, обусловленных нелинейностью анодно-сеточной характеристики лампы в режиме односеточного преобразования. Кроме того, подведение к одной сетке лампы и напряжения сигнала и напряжения гетеродина вызывает рост паразитного излучения напряжения гетеродина. Наконец, автоматическая регулировка усиления в каскаде односеточного преобразователя связана с нежелательными явлениями (уход частоты гетеродина и др.), а в случае триодного преобразователя становится вообще невозможной. Следует отметить, что в диапазоне УКВ, где колебания уровня входного сигнала сравнительно невелики и действует эффективная система ограничения по тракту

промежуточной частоты, последнее обстоятельство не имеет никакого значения.

На основании новейших исследований в литературе все чаще появляются рекомендации о применении односеточных преобразователей и в приемниках, имеющих диапазоны ДВ, СВ и КВ. При тщательном рассмотрении вопроса оказалось, что опасность возникновения перекрестной модуляции и свистов в односеточном преобразователе практически не больше, а иногда даже меньше, чем в двухсеточном.

Кроме того, благодаря меньшему уровню шумов односеточного преобразователя величина сигнала, которую необходимо подать на вход преобразователя для обеспечения определенного отношения сигнал/шум, может быть в несколько раз меньше, чем для двухсеточного преобразователя; тем самым уменьшается опасность нелинейных искажений.

Проблема взаимной связи между высокочастотными цепями и гетеродином, в частности проблема паразитного излучения напряжения гетеродина, может быть решена путем тщательного построения схемы, особенно при наличии усилителя высокой частоты (см. гл. 1).

Таким образом, единственным преимуществом двухсеточного преобразователя по сравнению с односеточным является возможность автоматической регулировки его усиления.

При отсутствии усилителя высокой частоты, когда напряжение АРУ необходимо подавать на преобразовательную лампу, схема односеточного преобразователя выполняется на пентоде с удлиненной характеристикой и с отдельным гетеродином (рис. 17). Сигнал подводится к управляющей сетке обычным образом, а напряжение гетеродина вводится в цепь катода лампы преобразователя, что обеспечивает значительное снижение паразитного излучения. Для уменьшения паразитного излучения напряжение гетеродина (не более 2—3 *в*) снимается с отвода обмотки обратной связи. На *RC*-цепочке создается напряжение смещения, благодаря которому предотвращаются появление сеточного тока и шунтирование входного контура.

При крутизне преобразования пентода 1 *ма/в* связь преобразователя с входным контуром может быть в 1,5 раза меньше, чем в схеме двухсеточного преобразования на лампе типа 6И1П.

На рис. 18 приведена схема гетеродинного преобразователя частоты на триодной части лампы 6И1П. Гептодная часть лампы используется в качестве апериодического усилителя высокой частоты с автоматической регулировкой

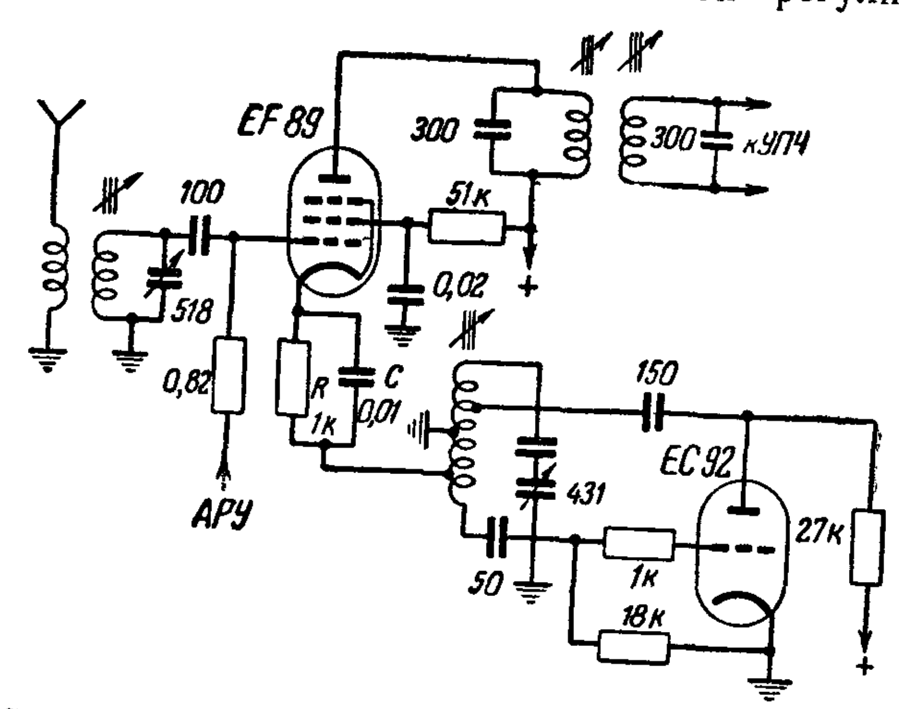


Рис 17 Схема пентодного односеточного преобразователи частоты с отдельным гетеродином.

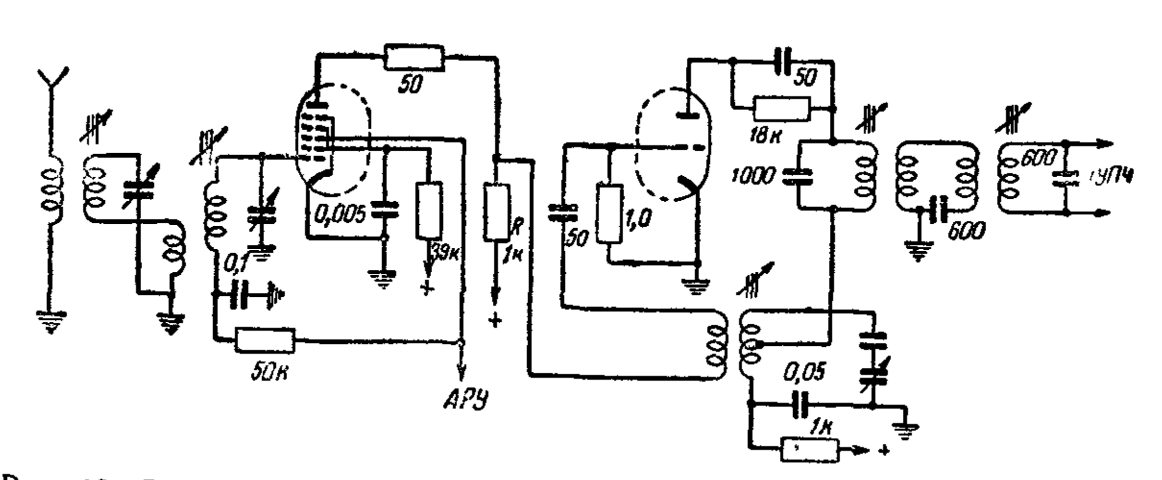


Рис 18 Схема гетеродинного преобразователя частоты с каскадом УВЧ

усиления. Параллельно сопротивлению анодной нагрузки *R* каскада УВЧ включен последовательный резонансный контур для подавления напряжения промежуточной частоты. На входе приемника включен полосовой фильтр.

Для уменьшения влияния небольшого внутреннего сопротивления триодного преобразователя на анодный контур промежуточной частоты последний делается низкоомным с большой емкостью (1 000 *пф*).

В приемниках высшего класса с усилителем высокой частоты (УВЧ) обычной схемой высокочастотной части в диапазонах СВ и ДВ является полосовой фильтр на входе и апериодический УВЧ, в то время как в диапазонах КВ используются одиночный контур на входе и резонансный УВЧ (например, в схеме радиолы «Люкс»). Входной полосовой фильтр позволяет получить почти постоянную ширину полосы пропускания по всему диапазону и высокую

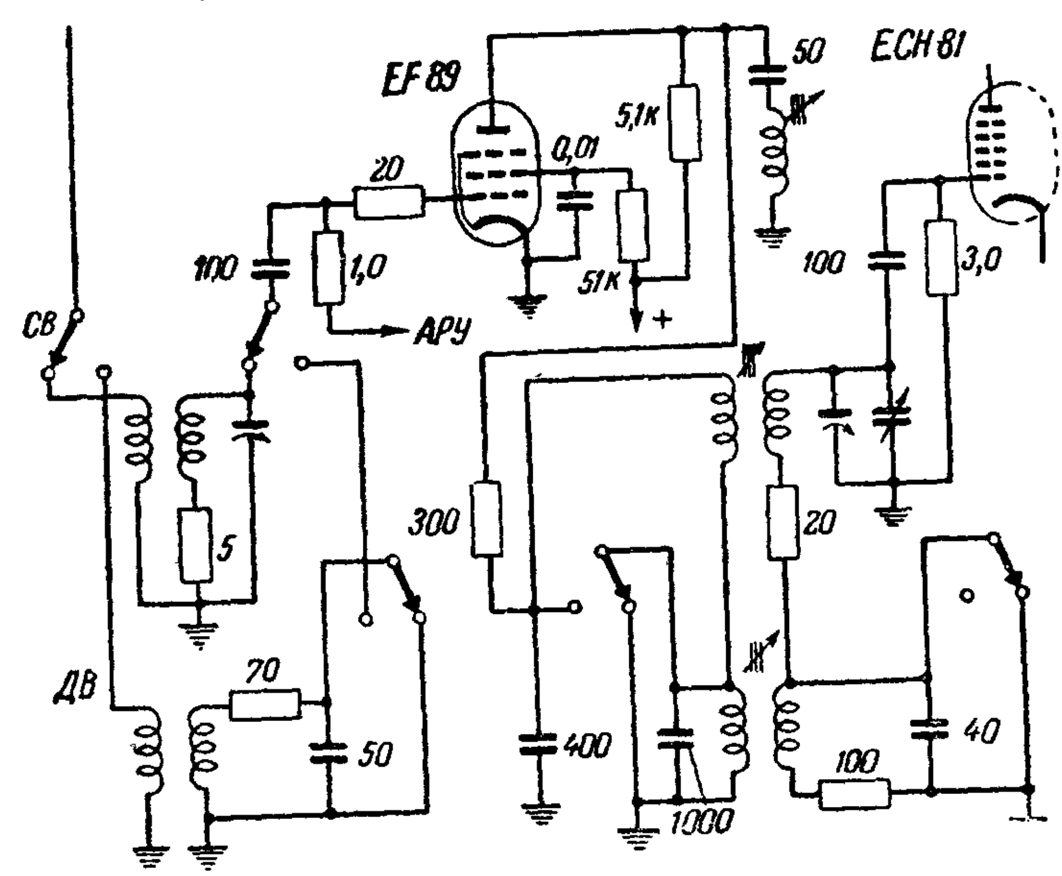


Рис 19 Схема с одиночным колебательным контуром на входе и резонансным усилителем высокой частоты диапазонов СВ и ДВ.

избирательность по зеркальному каналу, но апериодический УВЧ в этом варианте дает меньшее усиление и, следовательно, меньшее отношение сигнал/шум по сравнени с резонансным каскадом.

В последнее время иногда применяют схему с одиноч ным контуром на входе и резонансным УВЧ и в диапаз нах СВ и ДВ (рис. 19). При этом контуры выполняютс одинаковыми с последовательными сопротивлениями зату хания в каждом из них. Добротность контуров подбираетс так, чтобы полоса пропускания оставалась практическ постоянной во всем диапазоне. Подавление сигналов мо ных коротковолновых станций и сигналов зеркального ка

нала улучшается благодаря большой емкости (400 *пф* на СВ и дополнительно еще 1000 *пф* на ДВ), подключенной параллельно анодной катушке УВЧ. Схема дает также выигрыш по избирательности при приеме на ферритовую антенну. Это объясняется тем, что при включенной ферритовой антенне полосовой фильтр отключается и приемник работает только с одним контуром, катушка которого намотана на стержень антенны, в то время как в приведенной схеме избирательность по зеркальному каналу обеспечивается еще и контуром УВЧ.

Фильтр подавления напряжения промежуточной частоты включен здесь не на входе приемника, а в анодную цепь лампы УВЧ в виде последовательного резонансного контура. Это позволяет избежать нестабильности из-за наводок напряжения промежуточной частоты на ферритовую антенну.

В настоящее время в качестве лампы преобразователя частоты широко используется триод-гептод типа 6И1П. По сравнению с гептодом типа 6А7 эта лампа обеспечивает большее усиление как в режиме преобразования в диапазонах ДВ, СВ и КВ, так и в качестве усилителя промежуточной частоты в диапазоне УКВ.

Подавляющее большинство современных радиоприемных устройств (радиолы «Люкс», «Латвия», «Сакта» др.) выпускается с клавишным переключателем диапазонов вместо прежних галетных переключателей. Достоинство клавишного переключателя диапазонов заключается в том, что он обеспечивает значительно более разнообразные возможности коммутации. Клавишный переключатель упрощает обслуживание приемника, позволяя непосредственно включать нужный диапазон, благодаря чему возрастает и срок его службы. Наконец, клавишный переключатель диапазонов улучшает внешний вид приемника.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

УСИЛИТЕЛИ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ И ДЕТЕКТОРЫ

8. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ПОСТРОЕНИЯ УПЧ

Усилитель промежуточной частоты определяет такие важнейшие параметры радиоприемника, как избирательность по соседнему каналу и чувствительность. Поэтому представляет особый интерес рассмотреть те значительные

успехи, которыми увенчалась в последние годы работа по дальнейшему усовершенствованию схемы и конструкции УПЧ.

Усилитель промежуточной частоты выполняется, как правило, на высокочастотных пентодах с полосовыми фильтрами в качестве анодной нагрузки. Триоды здесь не применяются из-за большой проходной емкости анод — сетка и связанной с этим необходимостью нейтрализации. Проходная же емкость у пентодов в десятки раз меньше, чем у триодов, и поэтому с ними в большинстве случаев нейтрализация не нужна. Правда, при высокой промежуточной частоте ЧМ тракта (6,75, 8,4 или 10,7 *Мгц*) иногда делается нейтрализация и в пентодных каскадах, но в отношении смены ламп и т. п. она несравненно менее критична, чем в триодных каскадах.

Характерные для УПЧ полосовые фильтры выполняются в различных вариантах, начиная с двухконтурного и кончая четырехконтурным балансным фильтром сосредоточенной селекции. Такие фильтры наилучшим образом позволяют одновременно удовлетворять противоречивым требованиям высокой избирательности, с одной стороны, и необходимой ширины полосы пропускания — с другой.

В большинстве радиоприемников, выпускаемых в настоящее время промышленностью, наряду с диапазонами ДВ, СВ и КВ имеется также диапазон УКВ. В первых образцах таких приемников тракт промежуточной частоты при переходе с диапазонов ДВ, СВ и КВ (АМ) на диапазон УКВ (ЧМ) коммутировался одновременно с высокочастотной частью схемы. Однако благодаря большой разности между величинами промежуточных частот оказалось возможным последовательное включение контуров фильтров промежуточной частоты АМ и ЧМ. При этом контур промежуточной частоты АМ тракта на частоте 8,4 или 10,7 *Мгц* практически представляет собой короткое замыкание для токов промежуточной частоты. Соответственно катушка контура промежуточной частоты ЧМ тракта практически является коротким замыканием для токов на частоте 465 *кгц*.

Последовательное включение контуров позволяет использовать одни и те же лампы в УПЧ обоих трактов не вызывая в то же время усложнения переключателя диапазонов. Оно обеспечивает также значительное упрощение конструкции и монтажа приемника, уменьшение общих габаритов фильтров промежуточной частоты и расхода материалов.

Как видно из схемы на рис. 20, контур полосового фильтра промежуточной частоты ЧМ в анодной цепи преобразовательной лампы (гексодная часть 6И1П) замыкается накоротко при работе на диапазонах АМ. Это необходимо предусмотреть в связи с тем, что контуры промежуточной частоты ЧМ могут представлять собой сравнительно большое сопротивление для напряжения гетеродина (основной частоты на диапазоне КВ и его гармоник на диапазонах СВ и ДВ). В случае, если напряжение гетеродина попадет в усилительный тракт, оно может вызвать нарушение приема в отдельных точках диапазона из-за запирания тракта.

Порядок включения контуров промежуточной частоты АМ и ЧМ не имеет принципиального значения. Тем не менее рекомендуется к электродам ламп (к аноду предшествующей лампы и к сетке последующей) непосредственно подключать контуры ЧМ. Дело в том, что между контурными катушками фильтров промежуточной частоты существует паразитная емкость, причем эта емкость, естественно, в фильтрах АМ значительно больше, чем в фильтрах ЧМ. Поскольку паразитная емкость между катушками, подключенными непосредственно к электродам ламп, является одновременно емкостью связи для последовательно включенных с ними контуров второго фильтра промежуточной частоты, рекомендуемый порядок включения обеспечивает минимальную взаимозависимость между параметрами фильтров АМ и ЧМ. Само собой разумеется, при конструировании комбинированных фильтров ПЧ влияние этих паразитных емкостей связи необходимо учитывать.

Почти повсеместно в катушках промежуточной частоты, равно как и в высокочастотных катушках, в настоящее время применяются ферритовые сердечники. В катушках с карбонильными сердечниками добротность определяется в большой мере диэлектрическими потерями в обмотке. Заметно повысить добротность можно, следовательно, или путем уменьшения междувитковой емкости, что связано с возрастанием размеров катушки, или путем применения более дорогого провода с высококачественной изоляцией, или же путем уменьшения числа витков. Последняя возможность и используется благодаря ферритовым цилиндрическим сердечникам, эффективная магнитная проницаемость которых заметно выше, чем у карбонильных сердечников. Ферритовые сердечники позволяют также в не-

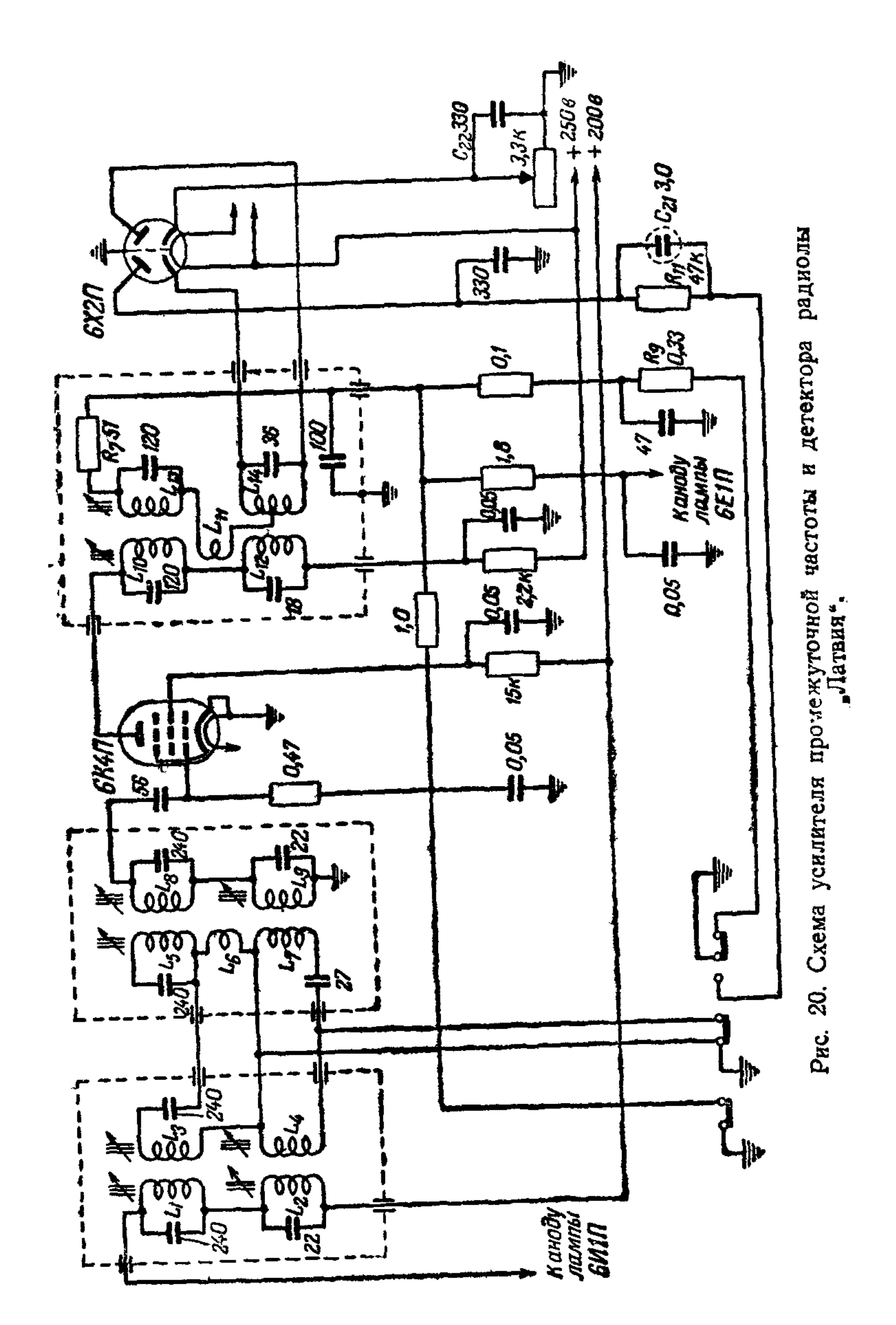


Рис. 20. Схема усилителя промежуточной частоты и детектора радиолы „Латвия“.

сколько раз уменьшить габариты и вес катушек и вместе с тем фильтров промежуточной частоты.

Недостатком катушек с ферритовыми сердечниками, обусловленным высокой магнитной проницаемостью последних, является резкая зависимость связи между контурами от положения сердечника. Кроме того, температурная и амплитудная стабильность феррита заметно меньше, чем у карбонильного железа.

К современным приемникам предъявляются очень высокие требования избирательности по соседнему каналу из-за большого количества работающих радиостанций. Достаточно указать, что на средневолновом диапазоне число радиостанций, работающих только в Европе, составляет более 600 вместо допустимых 120 по международным нормам (из расчета полосы частот 9 *кгц* на один передатчик).

Требованию высокой избирательности противоречит стремление обеспечить достаточно широкую полосу пропускания усилителя промежуточной частоты. Для того чтобы осуществить прием всего спектра колебаний, излучаемых передатчиком, ширина полосы пропускания приемника должна составлять 8—12 *кгц*. Но в условиях большой уплотненности радиочастотного диапазона использовать столь широкую полосу удается лишь в дневные часы или при приеме мощных и близких радиостанций. В вечернее же и ночное время, когда число работающих станций возрастает и прохождение радиоволн (в частности, в диапазоне СВ) улучшается, полоса пропускания должна быть узкой, чтобы иметь возможность избавиться от мешающих сигналов. Узкая полоса пропускания желательна также в случае приема слабой станции для улучшения отношения сигнал/шум.

Компромиссным решением этой проблемы является УПЧ с переменной полосой пропускания. Минимальная полоса при этом выбирается равной 3—4 *кгц*, а максимальная 10—14 *кгц*. Регулировка ширины полосы может быть ступенчатой или плавной. Обычно такая регулировка по промежуточной частоте осуществляется одновременно с регулировкой верхних звуковых частот в усилителе низкой частоты.

Наиболее часто применяется метод ступенчатой регулировки полосы пропускания путем переключения витков связи между первичным и вторичным контурами. Поскольку число витков связи (3—5) и напряжение промежуточной частоты на них невелики, коммутирующие контакты, не

ухудшая стабильности тракта, могут находиться и не внутри самого фильтра промежуточной частоты. Переключение витков вызывает некоторую расстройку фильтра.

Плавная регулировка ширины полосы пропускания обычно осуществляется изменением расстояния между контурными катушками. На рис. 20 в фильтре сосредоточенной селекции одновременно регулируется связь между катушками L_1—L_3 и L_5—L_8. Чтобы свести к минимуму расстройку, возникающую при регулировке полосы пропускания из-за влияния экрана фильтра, можно перемещать лишь часть катушки контура.

Связь и ширину полосы пропускания в фильтрах промежуточной частоты иногда регулируют также путем вращения контурной катушки или изменением емкости конденсатора связи.

В лучших моделях промышленных приемников избирательность на узкой полосе (при расстройке ±10 *кгц*) составляет 70—80 *дб* и более. В массовых приемниках («Латвия», «Сакта») с 5—6 контурами промежуточной частоты АМ избирательность не превышает 50—60 *дб*.

Еще несколько лет назад вопрос об избирательности в УКВ диапазоне в связи с ограниченным радиусом действия передатчиков был не очень актуален. Однако число УКВ станций возрастало и продолжает расти очень быстрыми темпами. В настоящее время принято расстояние между каналами в УКВ диапазоне 120 *кгц*, что привело к значительному повышению требований к избирательности.

Стандартная схема приемников невысокого качества содержит, помимо УКВ блока, 6 контуров промежуточной частоты ЧМ, которые обеспечивают избирательность порядка 35 *дб*. В приемниках более высокого класса число контуров промежуточной частоты ЧМ увеличивается до 8—10, что дает избирательность 50 *дб* и больше.

В первые годы выпуска комбинированных радиоприемников ширина полосы пропускания по ЧМ тракту выбиралась с учетом температурной нестабильности генеродина не менее 200 *кгц*. Оказалось, однако, что при наличии эффективного амплитудного ограничения нелинейные искажения, возникающие в УПЧ с полосой пропускания даже 120 *кгц*, незначительны по сравнению с искажениями в усилителе низкой частоты. При этом предполагается достаточно высокая стабильность частоты гетеродина.

Сужение требуемой полосы пропускания тракта ЧМ

позволяет повысить избирательность полосовых фильтров как за счет применения контурных катушек с более высокой добротностью (до 120—140), так и благодаря возможности перехода на более низкую промежуточную частоту (6,75 *Мгц*). При критической связи между контурами и одинаковой добротности контуров избирательность возрастает пропорционально квадрату уменьшения величины промежуточной частоты, ширина полосы уменьшается и усиление возрастает прямо пропорционально уменьшению частоты. Сравнительные измерения восьмиконтурного тракта промежуточной частоты ЧМ показали, что при переходе с промежуточной частоты 10,7 на 6,75 *Мгц* избирательность возросла в 5 раз (с 46 до 60 *дб*), усиление — в 3 раза, а ширина полосы уменьшилась лишь со 125 до 110 *кгц*. При этом на частоте 10,7 *Мгц* связь во всех фильтрах была выбрана критической, в то время как на частоте 6,75 *Мгц* в первых двух фильтрах (не считая фильтра в УКВ блоке) связь была несколько больше критической.

Уменьшение величины промежуточной частоты связано и с некоторыми недостатками. Для того чтобы избежать при этом ухудшения избирательности по зеркальному каналу, необходимо, как уже указывалось в гл 1, на входе УКВ блока применять настраиваемый контур. Несколько возрастает также опасность взаимных помех между близко расположенными приемниками. Действительно, при используемом у нас для вещания диапазоне частот 65,8—73 *Мгц* частота гетеродина при промежуточной частоте 8,4 *Мгц* изменяется в пределах 74,2—81,4 *Мгц*, а при частоте 6,75 *Мгц* она меняется в пределах 72,55—79,75 *Мгц*, т. е. в последнем случае возрастает возможность создания гетеродином помех соседнему приемнику. Поэтому здесь необходимо обратить особое внимание на максимальное подавление паразитного излучения напряжения основной частоты гетеродина.

Выбор в качестве промежуточной частоты именно 6,75 *Мгц* неслучаен. Учитывая, что разнос частот двух соседних каналов в радиовещании на УКВ составляет 300 *кгц*, частота гетеродина в этом случае всегда (при приеме любой станции) оказывается в середине между какими-либо двумя другими возможными станциями на расстоянии 150 *кгц* от каждой из них (разумеется, это важно лишь для верхнего участка принимаемого диапазона, в который попадает частота гетеродина). Благодаря этому опасность создания помехи соседнему приемнику уменьшается до минимума.

9. ТИПЫ ФИЛЬТРОВ

Помимо двухконтурных полосовых фильтров, в усилителях промежуточной частоты в настоящее время широко применяются многоконтурные фильтры. Фильтры сосредоточенной селекции (ФСС) позволяют разделить усилительные и избирательные свойства УПЧ. В тех случаях, когда имеется достаточный запас усиления, фильтры сосредоточенной селекции обеспечивают повышение избирательности тракта без увеличения числа каскадов. Так, например, правильно построенный трехконтурный фильтр по своим

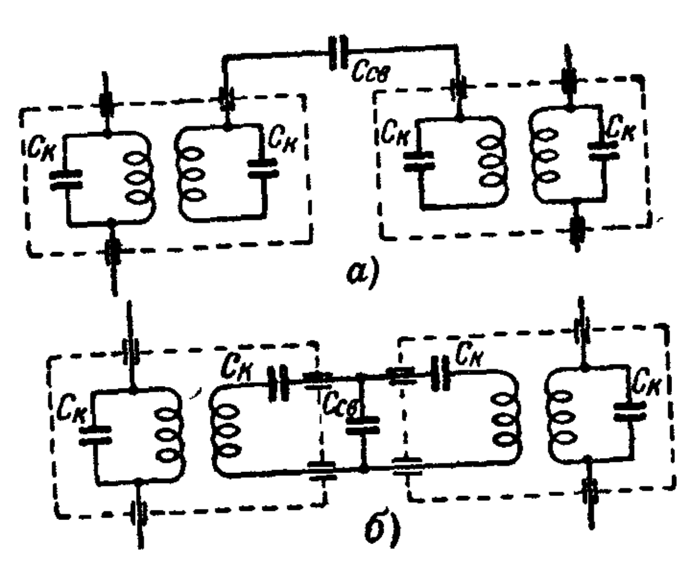


Рис 21. Схемы связи в фильтрах сосредоточенной селекции

а — внешнеемкостная связь, *б* — внутренние емкостная связь

избирательным свойствам эквивалентен двум двухконтур ным фильтрам, включенным в двух каскадах.

Использование ФСС в качестве нагрузки преобразова тельного каскада повышает помехоустойчивость приемни ка. При этом предотвращается попадание мешающих на пряжений на последующие лампы и уменьшается опас ность появления перекрестной модуляции.

Широко применяемый четырехконтурный фильтр сосре доточенной селекции состоит из двух обычных двухконтур ных фильтров, расположенных в отдельных экранах (что бы исключить паразитную связь между ними). Каждый и двухконтурных фильтров в отдельности никаких особенн остей не имеет. Связь между ними выбирается критическо или несколько ниже критической. Тип связи — любой.

На рис. 21,*а* показан вариант с внешней, а на рис. 21 с внутренней емкостной связью. Для обеспечения критической связи между обеими двухконтурными системами в первом случае емкость конденсатора связи $C_{св}$ берется небольшой; значение ее весьма критично для получения требуемых соотношений. В случае же внутренней емкостной связи емкость конденсатора $C_{св}$ должна быть значительно большей ($C_{св}=C_кQ$, где $C_к$ — емкость контура, а Q — добротность контура); значение ее менее критично при наладке схемы. Помимо этого, в последнем случае на конденсаторе $C_{св}$ имеется в отличие от схемы с внешней емкостной связью лишь небольшая часть напряжения промежуточной частоты, что более выгодно с точки зрения стабильности схемы.

Регулировка и настройка ФСС существенно не усложняются по сравнению с двухконтурными фильтрами. Каждый из контуров фильтра настраивается на промежуточную частоту обычным способом. В случае критической или ниже критической связи настройка контуров производится на максимум выходного напряжения. При связи между контурами больше критической каждый из них настраивается после предварительной расстройки другого.

Потеря в усилении зависит от числа звеньев и степени связи между ними. При критической связи между всеми контурами в четырехконтурном фильтре усиление каскада с таким фильтром составляет 20% усиления каскада с одиночным контуром.

В приведенной на рис. 20 схеме усилителя промежуточной частоты радиолы «Латвия» с четырехконтурным фильтром в тракте АМ и трехконтурным фильтром в тракте ЧМ связь между звеньями фильтров, расположенными в двух отдельных экранах, осуществляется с помощью одного витка связи как в тракте АМ (L_6), так и в тракте ЧМ (L_7). Это позволяет сэкономить по одному конденсатору в каждом случае. Контурные катушки, намотанные многожильным проводом без шелковой изоляции (провод ПЭВ 5×0,06), имеют добротность порядка 170 (АМ) и 140 (ЧМ). В них использованы цилиндрические ферритовые сердечники (Ф-600 в АМ катушках и Ф-100 в ЧМ катушках) диаметром 2,8 и длиной 14 *мм*. Четырехконтурный фильтр АМ тракта имеет переменную полосу пропускания от 6—8 до 12—16 *кгц*, плавно регулируемую изменением расстояния между катушками от 26 до 17 *мм*. Усиление каскада по АМ тракту — около 20, а по ЧМ тракту — около 30. Общая ширина полосы пропускания по промежуточной частоте АМ тракта изменяется от 3,5—4 до 9—10 *кгц*;

по ЧМ тракту она составляет около 140 *кгц*, а избирательность получается соответственно 56—66 и 40—46 *дб*.

Значительно лучшие результаты в отношении избирательности обеспечивают полосовые фильтры с «нулевыми» точками или балансные фильтры сосредоточенной селекции. От обычных фильтров сосредоточенной селекции они отличаются видом связи между контурами.

Принципиально полосовые фильтры с «нулевыми» точками могут строиться из различного числа контуров (двух, трех, четырех). В усилителях промежуточной частоты радиовещательных приемников используются четырехконтурные фильтры (рис 22). Все контуры настраиваются на

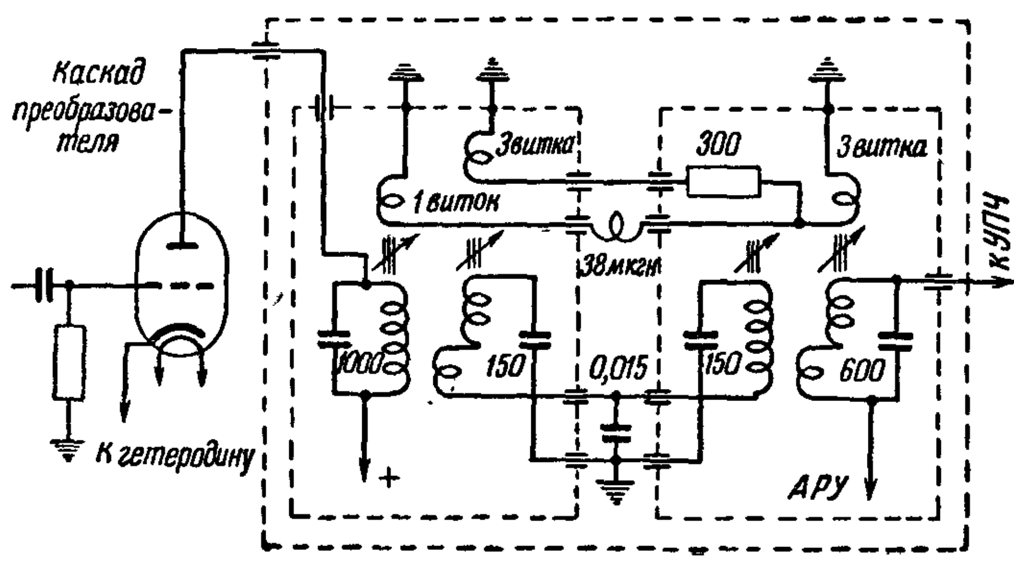


Рис 22. Схема четырехконтурного полосового фильтра с нулевыми точками.

среднюю частоту полосы пропускания. Связь первого контура со вторым и третьего с четвертым — индуктивная, а второго контура с третьим — емкостная. Дополнительная связь первого и второго контуров с четвертым выбирается таким образом, чтобы на двух симметричных относительно середины полосы пропускания частотах осуществить полную компенсацию активной и реактивной составляющих напряжения на сетке последующей лампы, нагружающей выход фильтра. В этих «нулевых» точках теоретически получается бесконечно большое затухание (рис. 23). Крутизна скатов резонансной кривой резко возрастает по сравнению с резонансной кривой полосового фильтра без нулевых точек, но форма ее в области полосы пропускания заметным образом не изменяется. Частоты, соответствующие нулевым точкам, выбираются равными несущим частотам соседних каналов (455 и 475 *кгц* в диапазонах ДВ, СВ и КВ).

Полосовой фильтр с нулевыми точками, как и ФСС, обычно включается в анодную цепь преобразовательной лампы. Благодаря наличию двухконтурных фильтров в последующих каскадах подъем резонансной кривой за пределами нулевых точек незначителен. Избирательность приемника в нулевых точках достигает 85—90 *дб*.

При регулировке ширины полосы нулевые точки соответственно сближаются или раздвигаются, но их симметричное положение сохраняется. Возможно выбирать ширину полосы такой, чтобы максимально подавить помеху определенной частоты, настроив на нее нулевые точки.

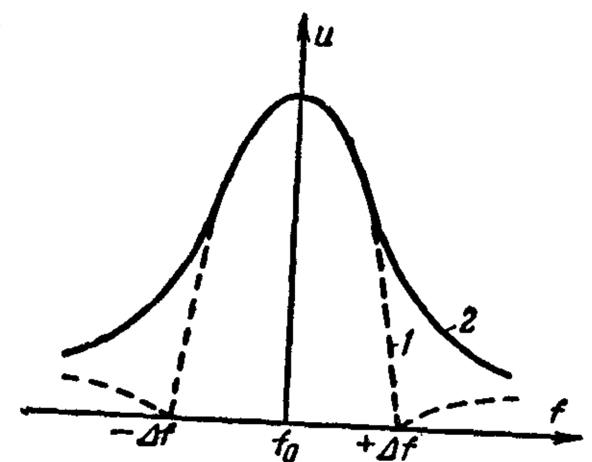


Рис. 23 Резонансные кривые фильтра с нулевыми точками (кривая *1*) и без нулевых точек (кривая *2*)

Применение этих фильтров в промышленных радиоприемниках массового производства несколько затрудняется из-за сложности их регулировки.

К системам сосредоточенной селекции относятся и электромеханические фильтры, которые в последнее время все больше привлекают к себе внимание. Механические резонансные системы имеют чрезвычайно высокие добротности (порядка 10^3—10^4) и, следовательно, значительно лучшие избирательные свойства, чем электрические фильтры.

Электромеханический фильтр представляет собой механическую колебательную систему, состоящую из нескольких резонансных элементов пластинчатого, стержневого или дискового типа. В качестве материала для механических резонаторов наибольшее распространение получил сплав железа и никеля с небольшими добавками хрома и титана.

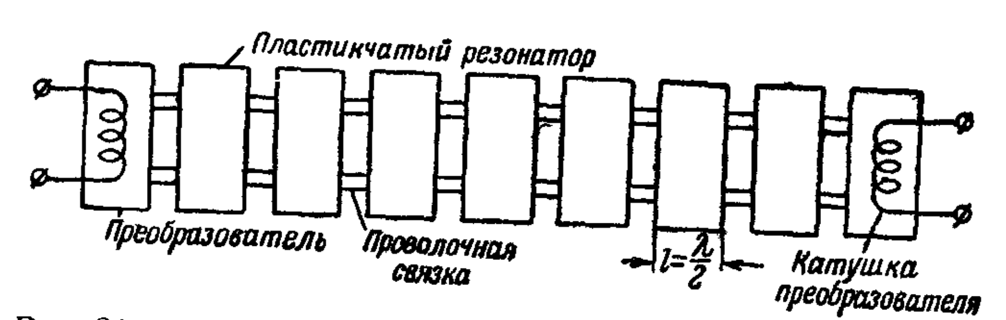


Рис. 24 Электромеханический фильтр пластинчатого типа.

4—280

На рис. 24 изображен фильтр пластинчатого типа, рассчитанный для работы на частоте 455 *кгц* при ширине полосы пропускания 10 *кгц*. Он состоит из семи пластин каждая размерами 6,35×10×0,25 *мм*, соединенных между собой парами тонких металлических проволок. Каждая пластина колеблется, совершая сжатие и растяжение вдоль оси системы. Частота настройки фильтра определяется длиной пластины, которая должна быть равна половине длины волны на средней частоте полосы пропускания. Ширина полосы пропускания зависит от диаметра и длины проволок связи (на рис. 24 длина 1,4, а диаметр 0,14 *мм*) и от места сварки проволок с пластинами. Крутизна скатов резонансной характеристики фильтра и его избирательность определяются количеством пластин в системе.

Связь между механической резонансной системой и электрической схемой осуществляется с помощью преобразователей на обоих концах фильтра. На практике используются электромеханические преобразователи пьезоэлектрического или магнитострикционного типа. Предпочтение обычно отдается последним вследствие их эффективности, простоты конструкции, механической прочности и высокой стабильности. Механические колебания магнитострикционного элемента входного преобразователя, возникающие под воздействием переменного поля катушки, через проволоки связи непосредственно передаются механической системе фильтра. В преобразователе на выходе фильтра механические колебания возбуждают в его катушке э. д. с., которая подается на последующий усилитель. Каскад с электромеханическим фильтром обеспечивает избирательность при расстройке ±10 *кгц* более 60 *дб*.

Для защиты от внешних повреждений механический фильтр вместе с преобразователями монтируется в корпус, габариты которого на промежуточной частоте 465 *кгц*, как правило, оказываются меньше габаритов электрических фильтров промежуточной частоты.

Дальнейшее усовершенствование электромеханических фильтров сделает возможным их широкое применение в радиовещательных приемниках. В настоящее же время из-за разбросов параметров, отсутствия комбинированных АМ-ЧМ фильтров и ряда других причин они еще не нашли промышленного применения.

Эффективным методом повышения чувствительности и избирательности приемников на УКВ диапазоне являются каскады промежуточной частоты ЧМ с двойной нейтрализацией и компенсацией затухания сеточного контура, так называемые «*Q*-умножители».

В двухкаскадном усилителе промежуточной частоты ЧМ тракта нелегко получить требуемое усиление, сохраняя в то же время достаточную стабильность схемы. Как известно, максимально допустимое усиление каскада ограничивается обратной связью через проходную емкость лампы $C_{а.с}$. Несмотря на то, что в пентодах, обычно применяемых в УПЧ, емкость $C_{а.с}$ очень мала (например, у 6К4П она равна 0,0035 *пф*), обратная связь через нее может привести к искажению резонансной характеристики или вызвать нестабильную работу усилителя УКВ ЧМ тракта.

Путем нейтрализации емкости анод — сетка можно добиться уменьшения ее до 10% первоначальной величины. В усилителях промежуточной частоты чаще всего применяют схемы нейтрализации по экранирующей сетке (в отличие от триодных усилителей, где предпочитают сеточную нейтрализацию). Эти схемы сравнительно просты и не требуют отвода от резонансного контура.

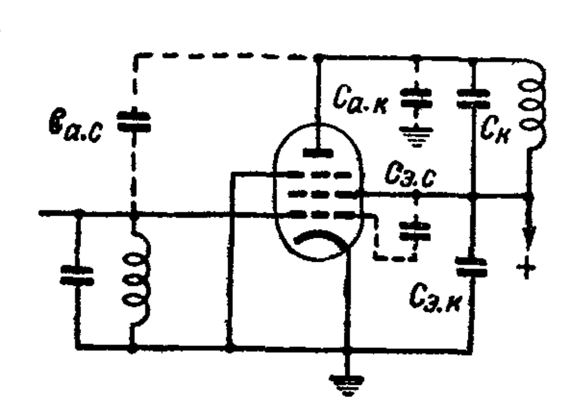


Рис. 25. Схема нейтрализации проходной емкости пентода в каскаде УПЧ.

На рис. 25 приведен один из вариантов схемы нейтрализации с обозначением паразитных емкостей. Баланс моста нейтрализации имеет место при $C_{а.с}C_{э.к}=C_{э.с}C_{а.к}$, где $C_{а.к}$ — сумма монтажной емкости и выходной емкости лампы. Таким образом, в данном случае емкость блокировочного конденсатора $C_{э.к}$ не должна выбираться предельно большой, как обычно. Она определяется из приведенного условия баланса и может быть уточнена экспериментально.

На практике, однако, максимально допустимое для нейтрализованного каскада усиление не может быть реализовано из-за разброса параметров ламп. При смене лампы равновесие моста нейтрализации может резко нарушиться и тогда может наступить самовозбуждение каскада.

Разработанный одной из западногерманских фирм *Q*-умножитель основан на идее выбора таких параметров каскада промежуточной частоты, при которых усиление достигает оптимальной с точки зрения стабильности вели-

чины с учетом возможных разбросов параметров лампы. Это имеет место при определенной средней добротности анодного и сеточного контуров:

$$Q_{ср}=\sqrt{Q_а Q_с}.$$

Однако требуемую величину $Q_{ср}$ (порядка 80) практически трудно получить. Например, в последнем каскаде УПЧ ЧМ добротность анодного контура не должна быть большой ради получения достаточной ширины полосы пропускания. В то же время добротность сеточного контура $Q_с$ может оказаться недостаточной для получения оптимальной добротности $Q_{ср}$ из-за сеточного тока лампы, работающей в режиме ограничения.

Повышение добротности сеточного контура путем применения катушки лучшего качества требует больших затрат и малоэффективно. Более действенным средством является компенсация затухания сеточного контура с помощью положительной обратной связи. Чтобы избежать опасных фазовых сдвигов, для положительной обратной связи используется переменный ток экранирующей сетки, фаза которого совпадает с фазой напряжения на управляющей сетке. Но через внешнюю цепь экранирующей сетки протекает и ток, обусловленный емкостью анод — экранирующая сетка. Вследствие емкостного характера цепи на частоте настройки этот ток сдвинут на 90° по отношению к току экранирующей сетки. Вместе с фазовыми сдвигами в анодном колебательном контуре, который входит в цепь обратной связи, это приводит к несимметричности резонансной кривой. Поэтому компенсацию затухания сеточного контура следует осуществлять в схеме каскада ПЧ ЧМ с двойной нейтрализацией (рис. 26). Здесь проходная емкость $C_{а.с}$ нейтрализуется конденсатором $C_{н1}$, а емкость анод — экранирующая сетка — конденсатором $C_{н2}$. Схема нейтрализации выполнена в виде двойного моста, для которого должны выполняться следующие условия: $C_{а.с}C_5=C_{н1}C_4$ и $C_{а.э}C_5=C_{н2}C_4$.

Положительная обратная связь осуществляется с помощью емкостной трехточечной схемы. Конденсатор C_3 служит для разделения управляющей и экранирующей сеток по постоянному току, а также образует вместе с R_1 ограничительную цепочку. Коэффициент обратной связи определяется отношением величин C_1 и C_2. Емкость C_4 представляет собой сумму выходной емкости лампы и емкости монтажа, а C_5 — блокировочный конденсатор.

Схема с двойной нейтрализацией и компенсацией затухания сеточного контура позволяет получить с двухкаскадным УПЧ почти такие же усиления и избирательность, как с обычными тремя каскадами промежуточной частоты.

Схема нейтрализации может быть упрощена, поскольку действие паразитных емкостей $C_{а.с}$ и $C_{а.э}$ частично взаимно компенсируется. Принципиально достаточен лишь один

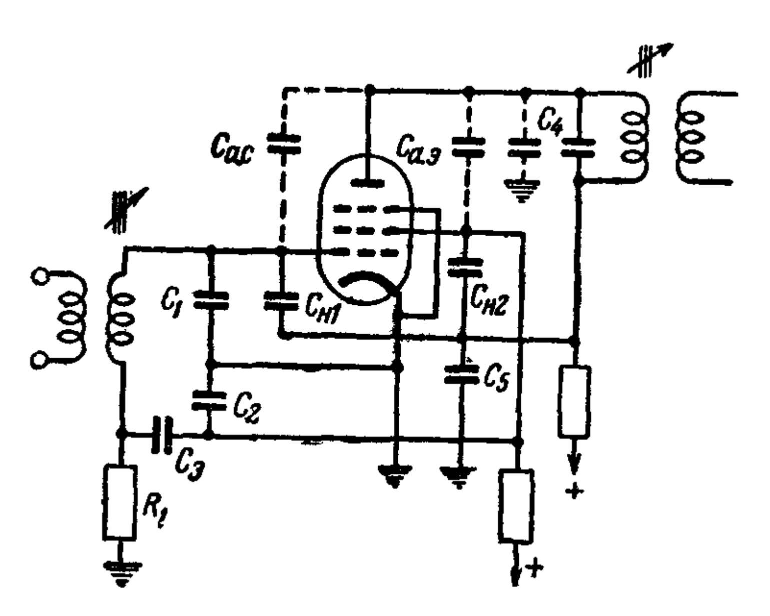


Рис. 26. Схема каскада промежуточной частоты ЧМ тракта с двойной нейтрализацией и положительной обратной связью по току экранирующей сетки.

конденсатор ($C_{н1}$ или $C_{н2}$ в зависимости от того, какая паразитная емкость преобладает по величине) для нейтрализации остаточной емкости.

Если выбрать конденсаторы C_1 и C_2 таким образом, чтобы $C_1/C_2=C_{а.с}/C_{а.э}$, то схема еще больше упрощается и вместе с тем обеспечивается самонейтрализация. Обратная связь в этом случае устанавливается путем изменения напряжения экранирующей сетки и крутизны лампы. Естественно, что регулировка такой схемы несколько усложняется.

Другая возможная схема компенсации затухания сеточного контура ведущей лампы частотного детектора представлена на рис. 27. Положительная обратная связь в этом каскаде с нейтрализацией по экранирующей сетке осуществляется за счет катодного тока. Глубина обратной связи устанавливается, как правило, такой, чтобы при малых сигналах получалось дополнительное возрастание усиления в 2 раза с соответствующим увеличением избирательности.

При больших сигналах усиление каскада уменьшается, так как ограничительная RC-цепочка вызывает сдвиг рабочей точки, в результате чего изменяется и глубина обратной связи. Благодаря возрастающему при больших сигналах

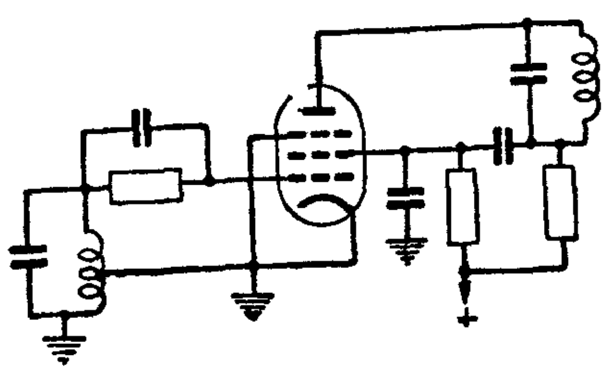


Рис. 27. Схема каскада промежуточной частоты ЧМ тракта с положительной обратной связью (типа генератора с электронной связью)

затуханию, вносимому в контур лампой, увеличивается ширина полосы пропускания, как это и желательно при приеме мощных станций.

Использование этих схем в промышленных приемниках массового производства затруднено из-за сложности их регулировки.

10. ДЕТЕКТОРЫ ЧМ СИГНАЛОВ

В связи с внедрением радиовещания на УКВ диапазоне в комбинированные приемники введен новый узел — частотный детектор.

К числу наиболее важных требований, предъявляемых к частотному детектору, относятся отсутствие нелинейных искажений в полосе пропускания, высокая чувствительность и подавление паразитной (сопутствующей) амплитудной модуляции ЧМ сигнала. Чувствительность частотного детектора характеризуется отношением низкочастотного напряжения на его выходе к напряжению промежуточной частоты на входе. Под подавлением паразитной АМ подразумевают независимость низкочастотного напряжения на выходе детектора от кратковременных изменений амплитуды поступающего на него ЧМ напряжения.

Известен ряд схем частотных детекторов: схема с расстроенным контуром, схема с двумя расстроенными контурами, гетеродинный детектор, фазовый дискриминатор дробный детектор и др.

Работа всех этих схем основана на принципе преобразования частотно-модулированных колебаний в амплитудно-модулированные. Наиболее наглядно этот принцип виден в простейшей схеме с одним расстроенным контуром. Частота настройки колебательного контура выбирается таким образом, чтобы несущая частота ЧМ колебаний оказалась в середине одного из скатов его резонансной характеристики. При этом коэффициент передачи контура будет изменяться с изменением частоты поступающего на него напряжения. Полученное таким путем напряжение с амплитудной модуляцией детектируется обычным образом.

Схема с одним расстроенным контуром используется редко. Ее основной недостаток состоит в том, что она не обеспечивает линейной зависимости между изменениями частоты и амплитуды и поэтому вносит нелинейные искажения при детектировании.

Наиболее широкое применение в радиовещательных приемниках нашли схемы фазового дискриминатора и дробного детектора (детектора отношений). Несмотря на схемные различия, принципы работы этих обоих типов частотного детектора имеют много общего.

Схема фазового дискриминатора представлена на рис. 28. Оба резонансных контура настроены на промежу-

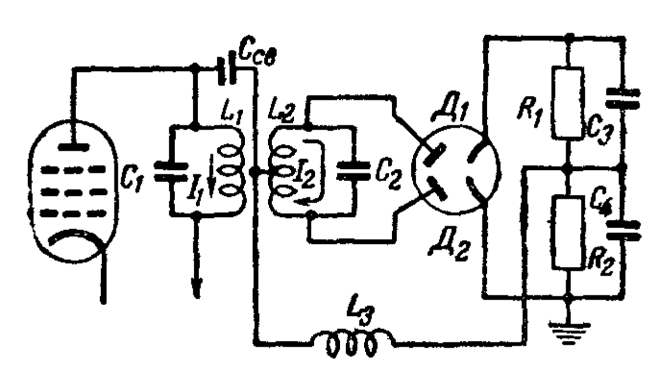


Рис 28 Схема фазового дискриминатора

точную частоту f_0 ЧМ тракта. К каждому из диодов подводится напряжение, равное сумме напряжения на контуре L_1C_1 и половины напряжения на контуре L_2C_2. В случае, когда частота сигнала равна частоте настройки контуров, справедлива векторная диаграмма на рис. 29,*а*. Действительно, ток I_1 отстает по фазе от напряжения U_1 на 90°. Электродвижущая сила E, наводимая во вторичном контуре, опережает ток I_1 на 90°, ток I_2 совпадает по фазе с э. д. с. E, а напряжение U_2 на контуре сдвинуто по отношению к току I_2 на 90°. Так как напряжения на концах

контура сдвинуты между собой по фазе на 180°, напряжения $U_2/2$ имеют относительно напряжений U_1 сдвиг ±90°. Векторы суммарных напряжений $U_{д1}$ и $U_{д2}$ в этом случае равны по величине. Напряжение $U_{д1}$ выпрямляется одним диодом, а напряжение $U_{д2}$ — другим. При одинаковых характеристиках диодов и одинаковых нагрузках равны и

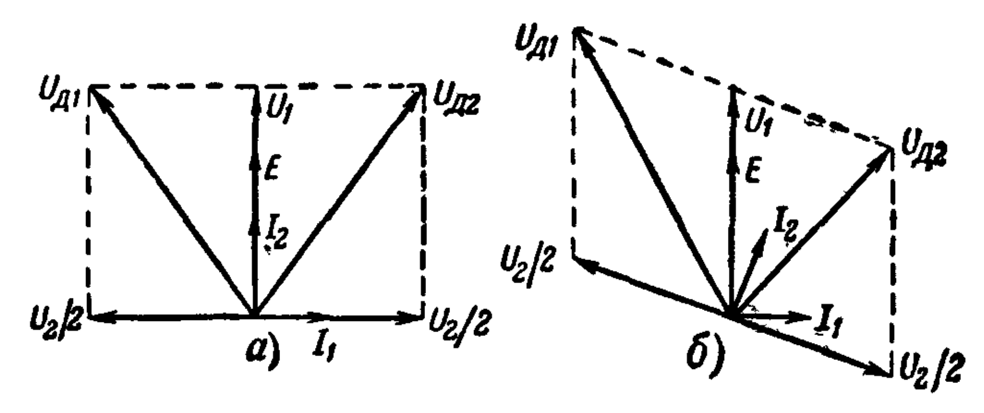


Рис. 29 Векторные диаграммы фазового дискриминатора.

выпрямленные напряжения. Как видно из схемы на рис. 28, напряжения на конденсаторах C_3 и C_4 имеют противоположные полярности и результирующее напряжение $U_{вых}=0$.

Когда частота сигнала не равна частоте настройки контуров, фаза напряжения $U_2/2$ меняется, в то время как фаза напряжения U_1 остается неизменной. Например, для случая, когда частота сигнала больше частоты f_0, справедлива векторная диаграмма на рис. 29,*б*. Ток I_2 отстает по фазе от э. д. с. E (ввиду того что сопротивление последовательной цепи контура имеет при этом индуктивный характер) на какой-то угол φ. Из векторной диаграммы видно, что $U_{д1}$ больше $U_{д2}$ и на выходе фазового дискриминатора получается положительное напряжение. Ради упрощения построения предполагается, что величины U_1 и $U_2/2$ не уменьшаются при данной расстройке в пределах полосы пропускания УПЧ.

Аналогичным образом изображается векторная диаграмма для случая, когда частота сигнала меньше f_0. При этом выходное напряжение дискриминатора будет отрицательным.

Эти качественные рассуждения объясняют вид характеристики фазового дискриминатора (рис. 30), часто называемой S-образной кривой. На частоте сигнала, равной частоте настройки контуров, она проходит через нуль, с ростом расстройки в обе стороны выходное напряжение

сначала увеличивается, а затем уменьшается вследствие ограниченной полосы пропускания резонансной системы.

Фазовый дискриминатор, как видно из рассмотрения его векторной диаграммы, реагирует не только на изменения частоты сигнала, но и на изменение его амплитуды. Действительно, если под воздействием помехи изменятся величины U_1 и U_2, то соответствующим образом изменится и выходное напряжение детектора. Только на частоте точной настройки в соответствии с принципом своей работы он в любом случае даст на выходе нуль. Поэтому фазовый дискриминатор используется обычно в сочетании с ограничительным каскадом. Как известно, нормальная работа ограничительного каскада возможна лишь при сигнале на управляющей сетке его лампы не менее 2—3 *в*. Вполне понятно, что ограничитель обеспечивает подавление паразитной АМ сравнительно слабых входных сигналов лишь при весьма большом усилении в тракте.

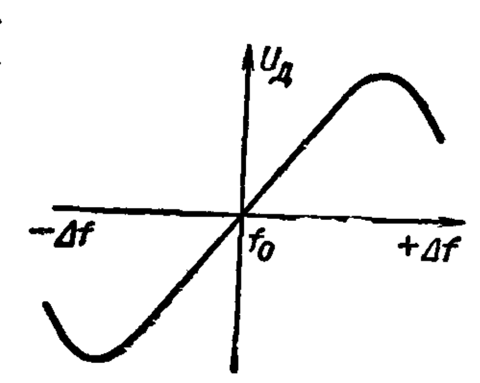


Рис. 30. S-образная кривая фазового дискриминатора.

В отличие от фазового дискриминатора дробный детектор выполняет одновременно две функции — детектирование и подавление паразитной амплитудной модуляции

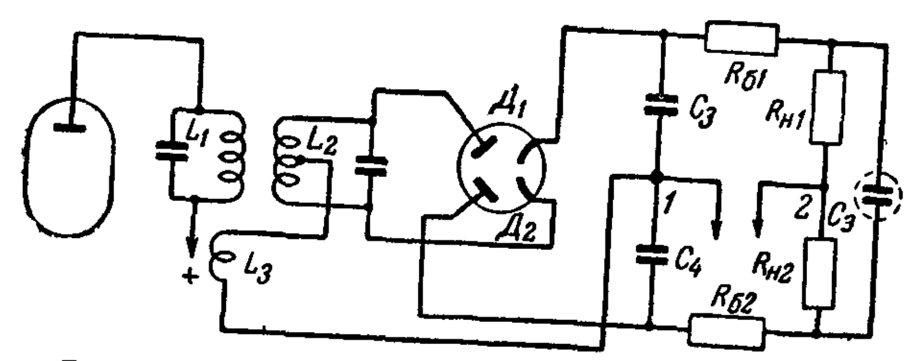


Рис 31 Схема симметричного дробного детектора.

На практике находит применение как схема симметричного (рис. 31), так и схема несимметричного дробного детектора (см. рис. 35). Сравнивая схему на рис. 31 со схемой фазового дискриминатора (см. рис. 28), легко установить схемные различия между ними. В схеме дробного

детектора прежде всего обращают на себя внимание по следовательное включение диодов, а также наличие элек тролитического конденсатора большой емкости $C_э$. Последовательно с диодами включены так называемые балансные (симметрирующие) сопротивления $R_{б1}$ и $R_{б2}$ С точек схемы 1 и 2 снимается выходное напряжение низкой частоты. Что касается высокочастотной части схемы то замена разделительного конденсатора и блокировочно го дросселя обмоткой связи L_3 в схеме дискриминатора не имеет принципиального значения. Схема с обмоткой связи используется чаще, поскольку она позволяет сэко номить один конденсатор.

Схема дробного детектора в отличие от дискриминатора всегда выполняется с обмоткой связи. Обмотка L_3 служит здесь не только для введения напряжения первичного контура во вторичную цепь, но и для согласования низкоомного входа детекторной схемы, обусловленного небольшой величиной сопротивлений нагрузки, с высокоомным выходом предыдущей лампы.

Преобразование частотно-модулированных колебаний в амплитудно-модулированные происходит в фазовращающем трансформаторе точно таким же образом, как и в схеме фазового дискриминатора, так что векторные построения на рис. 29 приложимы и к данному случаю Но благодаря последовательному включению диодов по лярности заряда конденсаторов C_3 и C_4 таковы, что на пряжения на них складываются, а не вычитаются. Напря жение на электролитическом конденсаторе $C_э$ равно сум ме напряжений на конденсаторах C_3 и C_4. Вследствие большой постоянной времени цепи заряда электролитиче ского конденсатора напряжение на нем сохраняется по стоянным и не меняется в такт с модуляцией или кратко временными изменениями уровня ЧМ сигнала под воз действием помех.

Так как сопротивления нагрузки $R_{н1}$ и $R_{н2}$ равны п величине, то они делят напряжение на электролитическо конденсаторе $U_{Cэ}$ пополам. При частоте сигнала, равно частоте настройки контуров, конденсаторы C_3 и C_4, та же заряжаются до напряжений одинаковой величин равных половине $U_{Cэ}$. В этом случае напряжение на вы ходе детектора между точками 1 и 2 равно нулю В пр цессе изменения частоты сигнала потенциал точки остается постоянным, в то время как напряжения на ко денсаторах C_3 и C_4 изменяются в соответствии с векто

ной диаграммой на рис. 29. Между точками 1 и 2 снимается напряжение звуковой частоты.

Нелинейные искажения, возникающие в процессе детектирования, достаточно малы, если прямолинейный участок S-образной кривой не уже удвоенной девиации частоты. По принятому в СССР стандарту максимальная девиация составляет ± 50 *кгц*. Необходимо также считаться с возможностью ухода частоты гетеродина (20—80 *кгц*). Таким образом, ширина линейного участка S-образной кривой должна быть не меньше 150—200 *кгц*, что противоречит приведенным выше цифрам 110—120 *кгц*. Однако никакого противоречия здесь нет, поскольку линейный участок динамической S-образной кривой примерно в 1,5 раза больше, чем у статической, а цифры 110—120 *кгц*, как это обычно принято, относятся к статической характеристике.

Динамическую S-образную кривую можно наблюдать на экране осциллографа, подавая на вход приемника напряжение с качающейся частотой (свип-сигнал). В отличие от нее статическая S-образная характеристика снимается по точкам при постоянной частоте входного напряжения, когда колебания в резонансных системах успевают установиться. Степень изменения S-образной кривой в динамическом режиме зависит от скорости изменения частоты, постоянной времени цепи нагрузки детектора и параметров системы колебательных контуров.

Для понимания подавления паразитной АМ в дробном детекторе рассмотрим рис. 32.

Постоянное напряжение, которое устанавливается на электролитическом конденсаторе $C_э$ (см. рис. 31) под воздействием ЧМ сигнала, смещает рабочие точки обоих диодов на напряжение $U_{Cэ}$. Этим напряжением начального смещения определяются угол отсечки θ и пиковое значение тока каждого из диодов в полупериод пропускания. Приведенное внутреннее сопротивление диода R_i', обратно пропорциональное крутизне его вольт-амперной характеристики, вместе с сопротивлениями $R_б$ и $R_н$ шунтирует вторичный контур. При этом уменьшаются эффективные добротности вторичного и первичного контуров, коэффициент передачи напряжения и фазовый угол во вторичном контуре.

При быстрых изменениях амплитуды ЧМ колебаний напряжение $U_{C_э}$ не успевает измениться, схема работает в режиме с постоянным смещением, угол отсечки и шунтирующее

действие цепочки R'_i $R_б$ R_i изменяются. Например, при воз растании амплитуды ЧМ сигнала угол отсечки θ увеличи вается, а R'_i и коэффициент передачи детектора уменьшают ся. Векторы U_1 и $U_2/2$, следовательно, увеличатся не про порционально росту амплитуды колебаний, а в меньшей ме ре.

Кроме того, из-за уменьшения добротности уменьшит ся при данной частоте расстройки фазовый угол межд

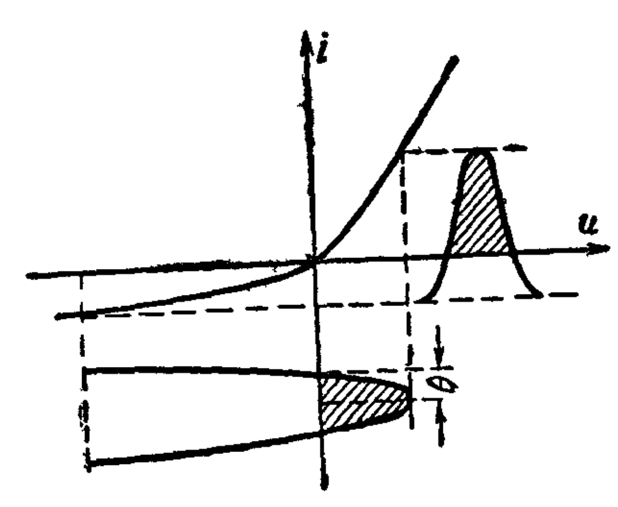


Рис 32. К пояснению подавления паразитной амплитудной модуляции.

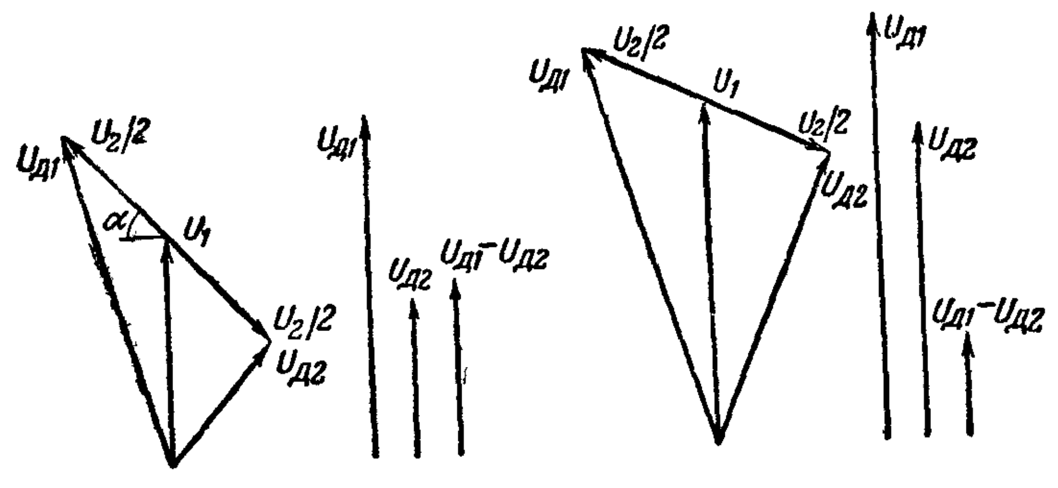


Рис 33. Векторные диаграммы, поясняющие подавление паразитной амплитудной модуляции.

э. д. с. E и током I_2 во вторичном контуре и соответствую щий поворот векторной диаграммы приведет к уменьш нию разности между величинами результирующих век ров напряжений $U_{д1}$ и $U_{д2}$ (рис. 33).

Возможно построить схему дробного детектора таки

образом, что вследствие упомянутых причин напряжение на его выходе не только не будет возрастать с ростом амплитуды ЧМ сигнала на входе, но даже будет уменьшаться (режим переограничения). Явление переограничения столь же нежелательно, как и недоограничение, ибо и в том и в другом случаях на выход детектора попадает напряжение помехи. Элементы схемы необходимо выбирать так, чтобы обеспечить независимость выходного низкочастотного напряжения от изменений амплитуды ЧМ колебаний.

Из изложенного вытекает, что степень подавления паразитной АМ зависит от пределов изменений добротности вторичного контура, которые в свою очередь определяются начальной добротностью контура и величиной шунтирующих сопротивлений. С точки зрения наилучшего подавления паразитной АМ желательно, чтобы начальная добротность была возможно большей. Однако увеличение добротности вторичного контура приводит к уменьшению линейного участка S-образной характеристики и рекомендуемая величина добротности составляет 60—90.

Для того чтобы добротность контура изменялась в достаточных пределах с изменением амплитуды входного сигнала, сопротивления $R_{н1}$ и $R_{н2}$ желательно выбирать по 5—10 *ком*. Увеличение $R_н$ позволяет повысить чувствительность дробного детектора, но ухудшает подавление паразитной АМ.

Наконец, важную роль играет приведенное внутреннее сопротивление диодов, зависящее от угла отсечки и крутизны вольт-амперной характеристики. В силу самого принципа работы дробного детектора необходимым условием эффективного подавления паразитной АМ является симметричность обеих выпрямляющих цепей. Между тем хорошо известно, что вольт-амперные характеристики диодов, особенно полупроводниковых, имеют значительные разбросы. Это может привести к неполному подавлению паразитной АМ. К этому же результату может привести и неодинаковая величина сопротивлений $R_{н1}$ и $R_{н2}$.

Для симметрирования схемы вводится балансное сопротивление $R_{б1}$. Величина этого сопротивления подбирается так, чтобы получить максимальное подавление на несущей (промежуточной) частоте f_0 при величине ЧМ сигнала, соответствующей номинальной чувствительности приемника. При других уровнях ЧМ сигнала из-за различного хода характеристик диодов баланс несколько нарушается и подавление ухудшается. Так как с изменением

частоты сигнала изменяются величины результирующ напряжений, приложенных к каждому из диодов, то и полосе пропускания подавление хуже, чем на централ ной частоте. Для лучшего подавления паразитной АМ в п лосе частот в некоторых схемах применяется второе д полнительное сопротивление $R_{б2}$. Им устанавливает оптимальное отношение суммы сопротивлений нагрузı $(R_{б1} + R_{б2})$, не блокированных электролитическим кс денсатором, к общей величине нагрузки детекто $(R_{н1} + R_{н2} + R_{б1} + R_{б2})$.

Для упрощения регулировки схемы в качестве R и $R_{б2}$ часто используются полупеременные сопротивлен

Дробный детектор обеспечивает подавление парази ной амплитудной модуляции в полосе пропускан ±50 *кгц* на 20—30 *дб*. Это меньше, чем можно получи от фазового дискриминатора с ограничительным каскадс (30—40 *дб*), но в сочетании с другими мерами по пода лению в большинстве случаев удовлетворяет предъявля мым к приемнику требованиям

Важным достоинством дробного детектора являет то, что он нормально работает и обеспечивает подавлен паразитной АМ уже при напряжении 30—50 *мв* на сет ведущей лампы, в то время как для работы ограничи ля на его вход необходимо подавать напряжение велич ной 2—3 *в*.

Коэффициент передачи дробного детектора в неско ко раз меньше, чем у фазового дискриминатора. Это об ясняется принципиальной особенностью схемы, из-за торой выходное низкочастотное напряжение в 2 ра меньше, чем у фазового дискриминатора, а также небо шой величиной нагрузочных сопротивлений $R_{н}$.

Недостатком дробного детектора по сравнению с ди криминатором являются бо́льшая зависимость его па метров от допусков на элементы схемы и более сложн регулировка.

Напряжение электролитического конденсатора, из няющееся вместе с медленными колебаниями уровня сигнала, может быть использовано для АРУ и индикац настройки.

На рис. 34 приведена схема несимметричного дроб го детектора, выполненного на полупроводниковых д дах. Несимметричная схема дробного детектора при няется наиболее часто, поскольку при меньших затра она обеспечивает получение тех же параметров, и симметричная схема. Полупроводниковые диоды в с

ме дробного детектора имеют ряд преимуществ перед ламповыми диодами. Благодаря своим малым габаритам и отсутствию накала они могут быть размещены вместе с другими элементами схемы в общем замкнутом экране. При этом дробный детектор представляет собой электрически законченный узел и может быть предварительно отрегулирован. Общий экран предотвращает излучение

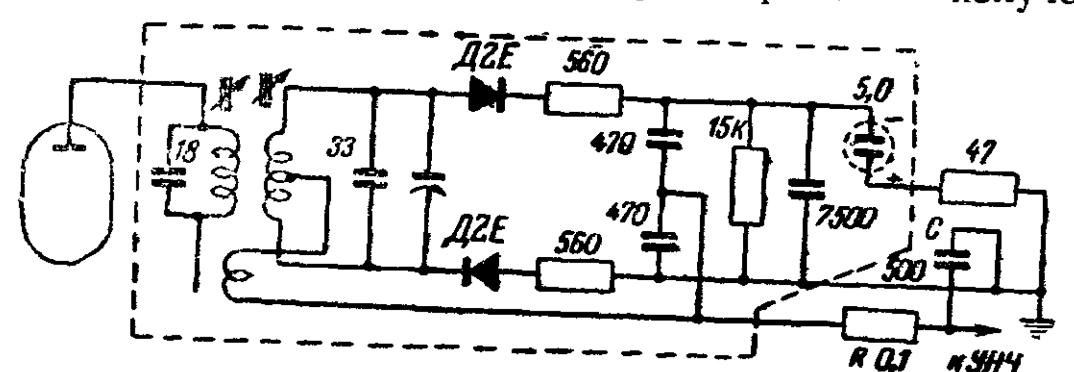


Рис 34. Схема дробного детектора на полупроводниковых диодах.

колебаиий промежуточной частоты и особенно ее гармоник, которые при попадании на вход приемника вызывают свисты. Полупроводниковые диоды в отличие от ламповых не склонны к микрофонному эффекту, они позволяют упростить монтаж и т. п.

Меньший коэффициеит передачи дробного детектора на полупроводниковых диодах по сравнению с ламповой схемой часто не имеет существенного значения, поскольку чувствительность усилителя низкой частоты, требуемая для воспроизведения грампластинок, обычно достаточно велика. Однако зиачительные разбросы параметров, свойственные выпускаемым в настоящее время полупроводниковым диодам, вынуждают подбирать их попарно. Необходимо также считаться с температурной и амплитудной нестабильностью полупроводниковых диодов.

В схеме на рис. 34 катушка вторичного контура, намотанная на каркасе длиной 15 *мм*, имеет сердечник длиной 6 *мм*. Этот сердечник позволяет легко и плавно симметрировать схему для получения оптимального подавления паразитной АМ, не влияя заметно на настройку контура. Настройка контура на промежуточную частоту осуществляется подстроечным конденсатором. Сопротивление 47 *ом*, включенное последовательно с электролитическим конденсатором, служит для измерений в процессе регулировки. Цепочка *RC* служит для коррекции предискажений в УКВ ЧМ передатчике.

В отечественных АМ/ЧМ радиовещательных приемни ках применяется схема «комбинированного» детектор (см. рис. 20). В этой схеме один из диодов дробного де тектора используется и для детектирования АМ сигнал в диапазонах ДВ, СВ и КВ. При включении одного и диапазонов АМ цепь нагрузки дробного детектора R_{11} C разрывается, а сопротивление R_9 заземляется. Получает ся обычная схема детектора АМ, поскольку сопротивлени катушек L_{11} и L_{14}, а также конденсатора C_{22} пренебрежи мо мало на частоте 465 *кгц*. В диапазоне УКВ, наоборот обрывается цепь детектирования АМ и образуется схема несимметричного дробного детектора.

Преимуществом такой схемы является то, что преоб разование ее при переходе с приема АМ сигналов на ЧМ и обратно не требует коммутации высокочастотных цепей связанной с конструктивными трудностями и дополни тельными электрическими потерями. Сопротивление R в ней служит для подавления резонансных свойств катуш ки L_{11} и линеаризации характеристики дробного детек тора. Подавление паразитной АМ в большой мере опреде ляется коэффициентом связи между катушками L_{11} и L_1 который практически выбирается равным единице.

11. СХЕМЫ ОГРАНИЧЕНИЯ И ПОДАВЛЕНИЯ ШУМОВ НА УКВ ДИАПАЗОНЕ

Реализация высокого качества воспроизведения на диа пазоне УКВ ЧМ в значительной мере зависит от эффекти ности борьбы с внешними помехами и собственными шума ми приемника и антенны. Как известно, различного род помехи (синусоидальные, флуктуационные, импульсные вызывают паразитную модуляцию сигнала как по ампли туде, так и по частоте. Паразитная частотная модуляци сигнала проявляется во много раз слабее, чем парази ная амплитудная модуляция той же помехой. В диапазо УКВ ЧМ в отличие от диапазонов ДВ, СВ и КВ с амплиту ной модуляцией возможно осуществить эффективное п давление паразитной амплитудной модуляции.

Подавление паразитной АМ только в дробном детект ре является недостаточным. Кроме того, степень подавл ния в дробном детекторе зависит от частоты паразитн АМ и является наибольшей лишь для определенного ди пазона уровней сигнала, заметно ухудшаясь при сильн сигналах. Поэтому даже в приемниках с дробным детект

ром желательно применять схемы ограничения и дополнительного подавления паразитной АМ. В приемниках же с другими типами детекторов ЧМ сигнала такого рода схемы совершенно необходимы.

Ряд мероприятий по борьбе с помехами и шумами на УКВ диапазоне можно рассмотреть на примере упрощенной схемы усилителя промежуточной частоты, приведенной на рис. 35. Подавление очень сильных помех (в частности, импульсных) происходит здесь уже во второй лампе УПЧ $Л_1$. Здесь имеет место детектирование напряжения сигнала с паразитной АМ в цепи катод—сетка. Благодаря малой постоянной времени цепочки R_1C_1 сеточное смещение и, следовательно, усиление каскада изменяются в такт с напряжением паразитной АМ, в результате чего происходят демодуляция и подавление помехи. Эффект подавления повышается в связи с тем, что сеточный ток нагружает контур $L_кC_к$ и снижает усиление предыдущего каскада в такт с напряжением помехи.

Лампа $Л_1$, равно как и лампа $Л_2$, работает в специальном ограничительном режиме с пониженным напряжением (45 *в*) на экранирующей сетке, при котором анодно-сеточная характеристика лампы сдвигается вправо и тем самым обеспечивается ограничение по анодному току уже сравнительно небольших сигналов.

Дальнейшее подавление помех происходит в следующем каскаде УПЧ и в дробном детекторе, причем действие последнего тем эффективнее, чем ближе уровень сигнала к оптимальной для него величине. На третью сетку лампы $Л_2$ поступает часть отрицательного напряжения с электролитического конденсатора C_2 дробного детектора. Это напряжение тем больше, чем выше уровень ЧМ сигнала. Изменение отрицательного потенциала третьей сетки лампы влияет на токораспределение между ее анодом и экранирующей сеткой. Рост напряжения сигнала приводит к увеличению тока экранирующей сетки и уменьшению анодного тока лампы, вследствие чего уменьшается коэффициент усиления каскада.

Помимо этого, из-за возрастания тока экранирующей сетки уменьшается напряжение на ней и вследствие этого возрастает пространственный заряд в промежутке катод — сетка. Эффективность детектирования в цепи катод — сетка лампы $Л_2$ повышается, и подавление АМ улучшается (постоянная времени RC-цепочки много меньше периода колебаний напряжения паразитной модуля-

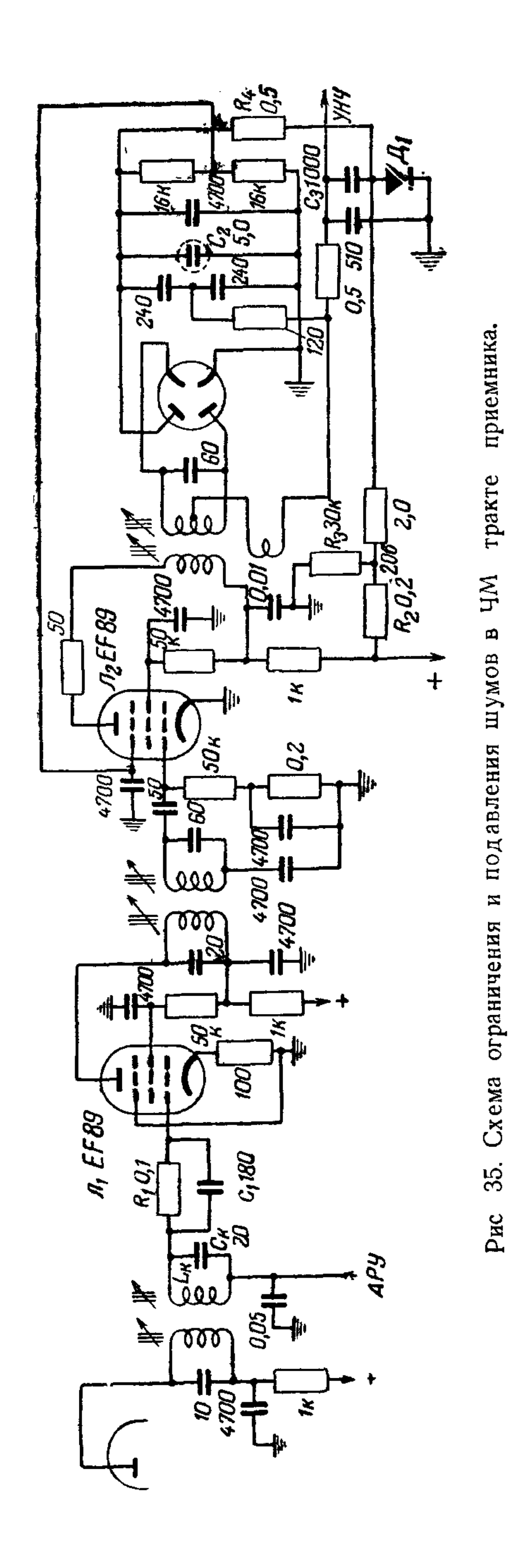


Рис. 35. Схема ограничения и подавления шумов в ЧМ тракте приемника.

ции). Одновременно происходит снижение входного сопротивления лампы и усиления предыдущего каскада.

Благодаря большому усилению в этом трехкаскадном усилителе промежуточной частоты и пониженному напряжению экранирующей сетки ограничение по анодному току в последней лампе наступает уже при входном сигнале 5 *мкв*.

Флуктуационные шумы ламп и пассивных элементов схемы, определяющие реальную чувствительность приемника, особенно неприятно проявляются в виде «шипения» во время перестройки приемника между станциями, когда из-за отсутствия сигнала и, следовательно, напряжения ограничения усиление тракта максимально. Избавиться от этих шумов можно путем автоматической регулировки ширины полосы пропускания. Для этого к низкочастотному выходу дробного детектора подключена частотно-зависимая цепочка из конденсатора C_3 и диода $Д_1$. На этот диод с делителя R_2R_3 подается положительное напряжение смещения. Конденсатор C_3 практически заземлен при этом через диод $Д_1$ и в значительной мере срезает напряжение средних и в особенности высших звуковых частот, тем самым резко уменьшая «шипение» приемника. С появлением сигнала на входе приемника через сопротивление R_4 на диод с электролитического конденсатора C_2 поступает отрицательное напряжение. При достаточно сильном сигнале диод полностью запирается и действие цепочки прекращается. Качество приема слабых сигналов также повышается, поскольку обычно в спектрах речи и музыки мощность высших звуковых частот сравнительно мала и шумы с равномерным спектром подавляются цепочкой $C_3Д_1$ значительно больше, чем сигнал.

В приемниках с трехкаскадным УПЧ осуществляется также регулировка напряжения защитной сетки предпоследней лампы промежуточной частоты (рис. 36). Лампа $Л_1$ имеет короткую анодно-сеточную характеристику и работает в режиме ограничения. За счет регулировки усиления предыдущего каскада напряжением, снимаемым с цепочки R_1C_1, улучшается эффект ограничения при больших уровнях входного сигнала.

На рис. 37 показаны кривые ограничения в зависимости от напряжения на входе приемника. Ограничение начинается при величине входного напряжения 4 *мкв*, а при более слабых сигналах подавление паразитной АМ имеет место только в дробном детекторе.

Изменение потенциала управляющей сетки лампы связано с изменением пространственного заряда в промежутке катод — сетка и вследствие этого динамической

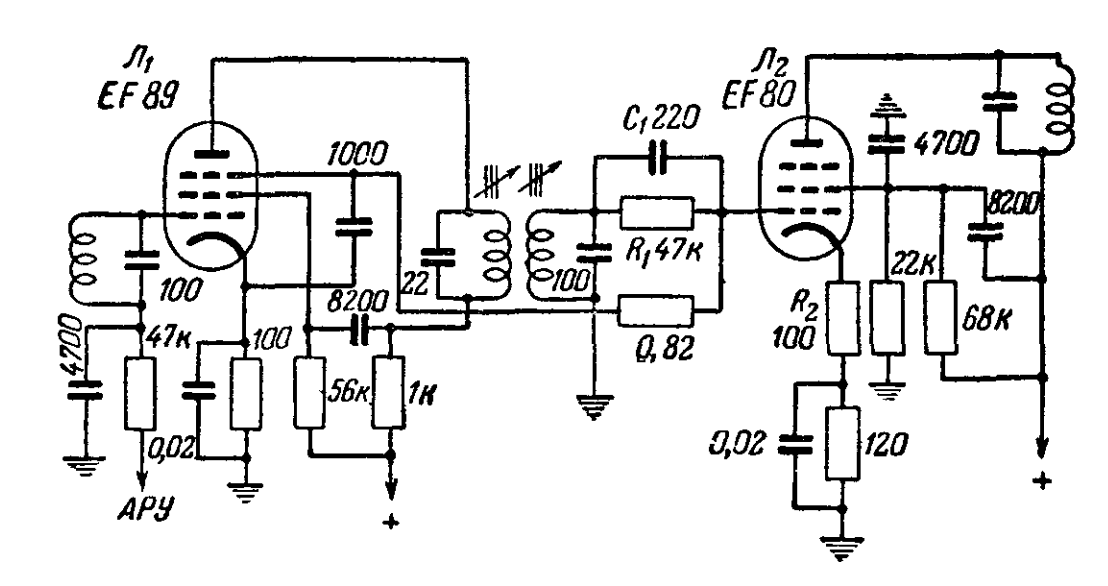


Рис 36 Схема усилителя промежуточной частоты с ограничением по антидинатронной сетке

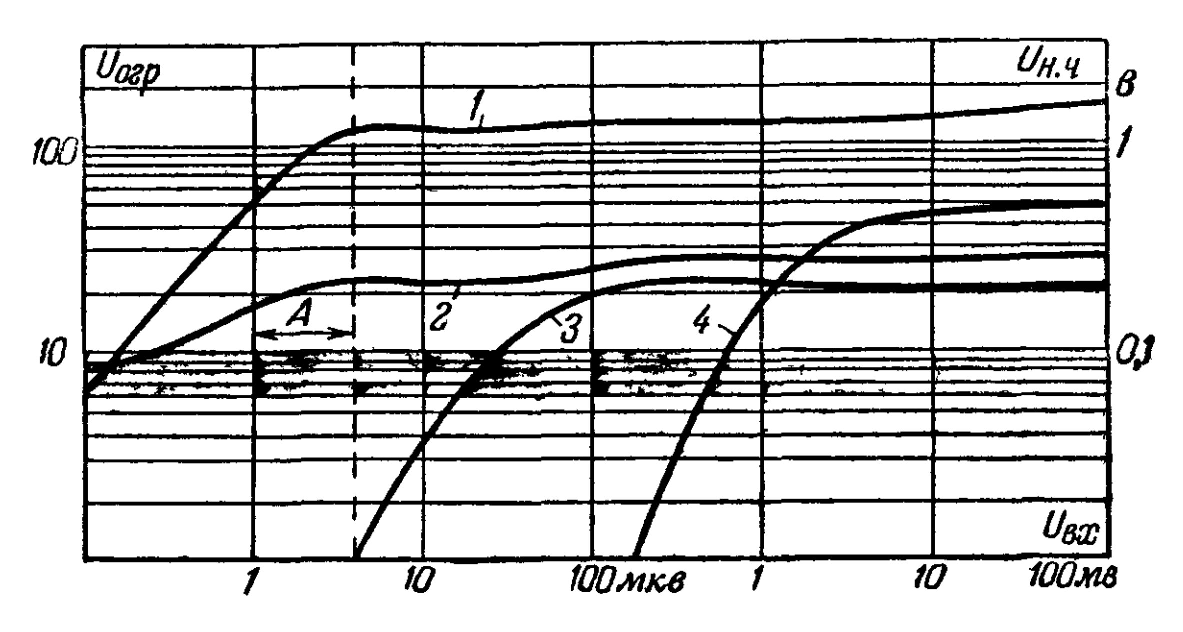


Рис. 37. Кривые ограничения.

1 — зависимость величины выходного напряжения низкой частоты от уровня входного сигнала; *2*, *3* и *4* — зависимости величины напряжения ограничения на электролитическом конденсаторе дробного детектора, на сетке лампы $Л_2$ и на сетке лампы $Л_1$ от уровня входного сигнала. *А* — область эффективного подавления паразитной АМ в дробном детекторе

входной емкости лампы. Возникающая при этом расстройка сеточного контура приводит к асимметрии S-образной кривой дробного детектора, искажениям и худшему подавлению паразитной АМ. Избежать расстройки контура удается с помощью отрицательной обратной связи за счет

катодного сопротивления R_2, не заблокированного конденсатором.

Эффективность действия схем ограничения зависит от числа каскадов промежуточной частоты. Чем больше число каскадов и их усиление, тем при меньших входных сигналах возможно обеспечить полное ограничение и подавление паразитной АМ.

Регулировки в сеточных цепях ламп вызывают, как уже указывалось, изменение пространственного заряда в промежутке катод — сетка и динамической входной емкости. Чтобы избежать расстройки сеточных контуров промежуточной частоты ЧМ тракта, емкости контуров следует выбирать достаточно большими (50—100 *пф*). При этом повышается стабильность работы тракта УПЧ, достигаются линейность и симметричность фазовой характеристики, что способствует уменьшению искажений. Однако увеличение емкости контура связано с потерей усиления каскада и возможно только в приемниках с тремя или четырьмя каскадами УПЧ.

Для приемников с двумя каскадами усиления промежуточной частоты существует диапазон напряжений сигнала, в котором подавление паразитной АМ в дробном детекторе уже ухудшается, а сеточное ограничение в последней лампе УПЧ еще не действует. При этих уровнях сигнала эффективное подавление паразитной АМ может быть достигнуто с помощью диода (Д2Е) и цепочки R_1C_1, подключенных параллельно анодному контуру последней лампы УПЧ (рис. 38).

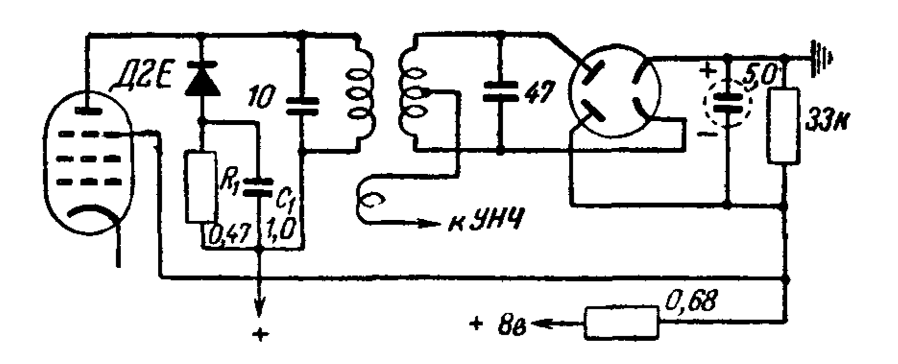


Рис 38. Схема подавления паразитной АМ ЧМ сигнала

Эта схема, несколько снижающая усиление каскада, улучшает подавление АМ и при других уровнях сигнала. Подавление паразитной амплитудной модуляции имеет здесь место благодаря изменению эффективного затухания контура при быстром изменении амплитуды входного сиг-

нала. С увеличением амплитуды входного сигнала возрастает ток диода, но напряжение на RC-цепочке, запирающее диод, не успевает измениться. Входное сопротивление диодной цепи, шунтирующее контур, уменьшается, эффективная добротность контура падает и усиление каскада уменьшается. Аналогично при уменьшении амплитуды входного сигнала ток диода уменьшается, но из-за большой постоянной времени RC-цепочки (0,25 *сек*) конденсатор не успевает разрядиться, напряжение смещения на диод и его сопротивление остаются большими и шунтирующее действие всей системы уменьшается.

Таким образом, при быстром изменении амплитуды входного сигнала усиление последнего каскада УПЧ изменяется в направлении, устраняющем колебания уровня ЧМ сигнала на входе детектора, т. е. подавляется паразитная амплитудная модуляция.

Рис. 39. Схема подавления низкочастотных шумов на УКВ диапазоне.

Для подавления шумов при перестройке приемника и улучшения отношения сигнал/шум при приеме слабых сигналов находит применение схема, приведенная на рис. 39.

Как известно, обратная связь через проходную емкость лампы $C_{а.с}$ приводит к возрастанию входной емкости на величину, равную произведению $C_{а.с}(1+K)$, где K — коэффициент усиления каскада. Поэтому подключение между анодом и сеткой триода конденсатора C_1 емкостью 1 000 *пф* равноценно значительно большему возрастанию входной емкости $C'_{с.к}$. Управляющая сетка триода через конденсатор C_2 подключается к сетке оконечной лампы УНЧ или к аноду лампы предварительного усиления. При отсутствии сигнала на входе приемника или малом уровне сигнала усиление лампы максимально и емкость $C'_{с.к}$ составляет около 10 000 *пф*. Конденсатор C_2 практически заземлен для верхних звуковых частот, благодаря чему резко ослабляются шумы. С ростом напряжения сигнала увеличивается напряжение ограничения, усиление и величина $C'_{с.к}$ уменьшаются. При достаточно большом сигнале действие схемы прекращается.

Эту схему обычно выполняют на триодной части лампы индикатора настройки или какой-либо другой комбинированной лампы.

Улучшение подавления шумов достигается также путем подачи положительного напряжения смещения на электролитический конденсатор дробного детектора (см. рис. 38). При этом диоды становятся проводящими и резко шунтируют колебательный контур, вследствие чего шумы и очень слабые сигналы не прослушиваются. С возрастанием сигнала отрицательный потенциал электролитического конденсатора компенсирует начальное положительное смещение и восстанавливает нормальную работу дробного детектора.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ И АКУСТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

12. УЛЬТРАЛИНЕЙНАЯ СХЕМА

В общем комплексе работ по дальнейшему усовершенствованию радиоприемных и звуковоспроизводящих устройств особое внимание уделяется усилителю низкой частоты и воспроизводящей акустической системе. Роль этих узлов определяется тем, что они используются как для воспроизведения АМ и ЧМ радиопередач, так и для воспроизведения грамзаписи и магнитофонной записи. В связи с широким внедрением УКВ ЧМ вещания и с резким улучшением качества звукозаписи к низкочастотному тракту и акустическим системам предъявляются значительно повышенные требования.

Каковы основные недостатки тракта УНЧ — громкоговорители в моделях недавного прошлого? Это прежде всего значительные частотные, нелинейные и интермодуляционные искажения[1] (последние часто вообще не измерялись, хотя они резко ухудшают качество звучания). Сильные искажения звучания вызываются суженным динамическим диапазоном. Наконец, обеднение музыкальных программ, воспроизводимых через электроакустический тракт, по сравнению с естественным, оригинальным звучанием определяется точечным характером источника звука при воспроизведении.

Все эти недостатки были столь свойственны приемникам и звуковоспроизводящим установкам, выпускавшимся на протяжении многих лет, что наше ухо успело в извест-

[1] Интермодуляционные искажения, вообще говоря, представляют собой частный случай нелинейных искажений.

ной мере привыкнуть к ним и подчас даже не замечало и
В этом смысле можно утверждать, что музыкальный слу
широких масс радиослушателей систематически ухудша
ся такого рода искаженным звучанием.

Непрерывная борьба за повышение качества звучани увенчалась в последние несколько лет разработкой ряд схемных и конструктивных новинок, которые позволил в большой мере избавиться от перечисленных недостатко

Среди наиболее эффективных мероприятий по сниже нию нелинейных и интермодуляционных искажений в ни кочастотном тракте приемника д величин, незаметных на слух, сле дует назвать ультралинейные бестрансформаторные и двухка нальные схемы усилителей низ кой частоты.

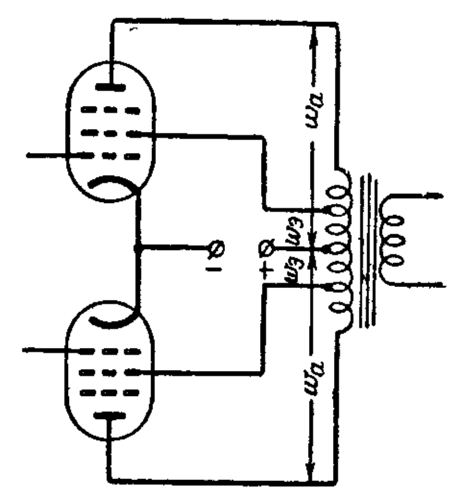


Рис 40. Схема двухтактного оконечного каскада в ультралинейном режиме.

Под ультралинейной схемой или «ультралинейным усилите лем», подразумевается особог рода схема оконечного каскад усилителя низкой частоты. Н рис. 40 показана ультралинейна схема двухтактного оконечног каскада. По существу это схем со своеобразной отрицательно обратной связью, которая вво дится в цепи экранирующих сеток (а не в входную цепь, как обычно). Отрицательная обратна связь имеет здесь нелинейный характер из-за кривизн характеристики лампы по экранирующей сетке.

Величина напряжения отрицательной связи определяе ся отношением числа витков $w_э$ до отводов к экранирую щим сеткам к общему числу витков $w_а$ половины перви ной обмотки выходного трансформатора. Как видно из схе мы, при $\frac{W_э}{W_а}=0$ получается обычное пентодное включени оконечной лампы, которое характеризуется большой вы ходной мощностью, большим выходным сопротивлением сравнительно большим коэффициентом нелинейных иска жений. При $\frac{w_э}{w_а}=1$ имеем триодное включение со значи тельно уменьшенной выходной мощностью, но с малым ко эффициентом нелинейных искажений и небольшим выход

ным сопротивлением. Уменьшение выходного сопротивления оконечного каскада желательно для большего демпфирования собственных колебаний громкоговорителей на частотах резонанса подвижной системы. Эти собственные резонансные колебания вызывают искаженное, расплывчатое звучание басов.

В пентодном режиме экранирующая сетка имеет по переменному напряжению нулевой потенциал, а в триодном — потенциал анода. Оказывается, возможно подобрать такую промежуточную точку подключения экранирующей сетки к первичной обмотке выходного трансформатора, при которой схема сохраняет преимущества и пентодного и триодного режимов. По кривым на рис. 41 видно, что при малых значениях $x=\left(\frac{w_э}{w_а}\right)^2$ выходная мощность и к. п. д. падают медленно с ростом x, а выходное сопротивление и коэффициент нелинейных искажений $K_н$ уменьшаются резко.

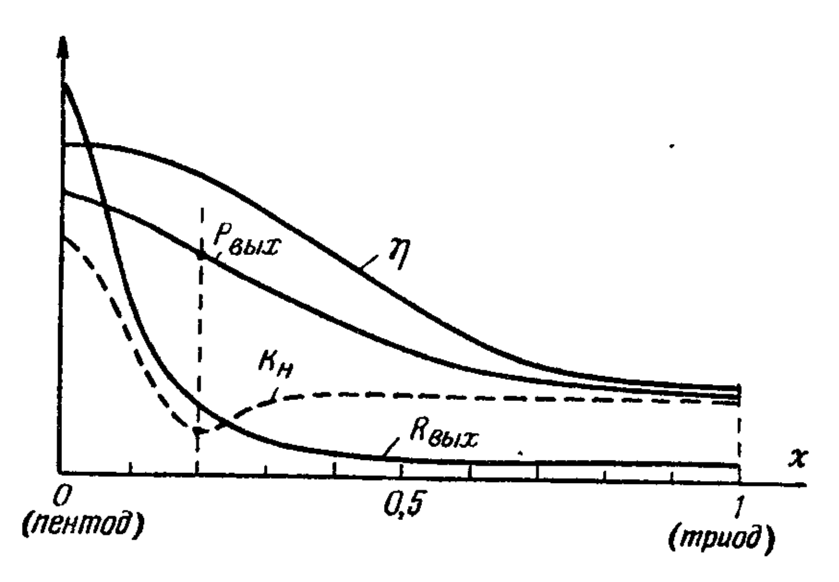


Рис 41. Зависимость величины коэффициента нелинейных искажений $K_н$, выходной мощности $P_{вых}$, к п д η и выходного сопротивления усилителя $R_{вых}$ от коэффициента включения $x=\left(\frac{w_э}{w_а}\right)^2$.

Экспериментальным путем было обнаружено, что при некотором оптимальном значении x (оно зависит от типа лампы) коэффициент нелинейных искажений имеет выраженный минимум, по величине заметно меньший, чем даже при триодном включении. С этой точки зрения ультралинейную схему было бы неправильно рассматривать как

промежуточный режим между триодным и пентодный включениями

Механизм уменьшения $K_н$ в этой схеме еще не вполн ясен. Однако теоретически можно доказать, что оптималь ным подбором отрицательной обратной связи можно изба виться от третьей гармоники. Учитывая, что в двухтактной схеме четные гармоники отсутствуют (или очень малы) можно понять «ультралинейный эффект» в двухтактно оконечном каскаде с отрицательной обратной связы по экранирующей сетке.

Для ламп типа 6П3С и 6П14П оптимальным являетс отвод, при котором $x \approx 0{,}2$, т. е. $w_э = 0{,}45\ w_а$, а для лам типа 6П6С и 6П1П — при $x \approx 0{,}05$.

Уменьшения искажений и выходного сопротивлени можно добиться, как известно, и с помощью обычной отри цательной обратной связи. Однако глубина отрицательно обратной связи не может при этом выбираться произволь но большой в связи с угрозой самовозбуждения (из-за фа зовых сдвигов на крайних частотах полосы пропускани отрицательная связь может превратиться в положитель ную). Кроме того, оказалось, что при одинаковой потер в усилении в ультралинейной схеме коэффициент нелиней ных искажений меньше, чем в схеме с обычной отрицатель ной обратной связью. Этот выигрыш имеет максимальну величину также при $x \approx 0{,}2$ (для 6П14П и др.) и составляе 10—20%. В то же время ультралинейная схема в отличи от обычной схемы с отрицательной обратной связью не тре бует никаких дополнительных элементов (лишь два отво да от первичной обмотки выходного трансформатора).

Особое внимание должно быть уделено в ультралиней ной схеме конструкции выходного трансформатора. Как в других случаях, здесь необходимо стремиться получит возможно меньшие индуктивности рассеяния и паразитны емкости, которые вызывают частотные искажения и опас ные фазовые сдвиги. Но, помимо этого, ультралинейна схема очень чувствительна к несимметричности обмото выходного трансформатора, которая вызывает значитель ный рост нелинейных искажений на высших частотах. Де ло в том, что из-за разных величин индуктивностей рассея ния и междувитковой емкости возникают различные в обо их плечах двухтактного каскада фазовые сдвиги межд напряжениями анода и экранирующей сетки; при это четные гармоники анодного тока обоих плеч компенсиру ются неполностью и преимущества ультралинейной схем сводятся на нет. По этой же причине ультралинейный

оконечный каскад несколько более чувствителен, чем обычная пентодная схема, и к разбросам параметров ламп.

Правильное размещение обмоток выходного трансформатора показано на рис. 42. Первичная обмотка *I* располагается в двух секциях, а вторичная *II* — между ними в трех секциях. В секциях первичной обмотки соотношение между витками экранных и анодных обмоток следует сохранять одинаковым. Тщательная конструкция выходного

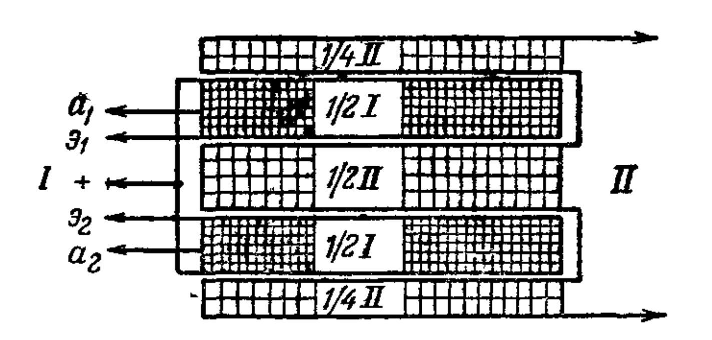


Рис 42 Размещение обмоток выходного трансформатора для ультралинейной схемы

трансформатора обеспечивает также значительное расширение частотной характеристики ультралинейной схемы в сторону верхних частот. Вместо отводов от первичной

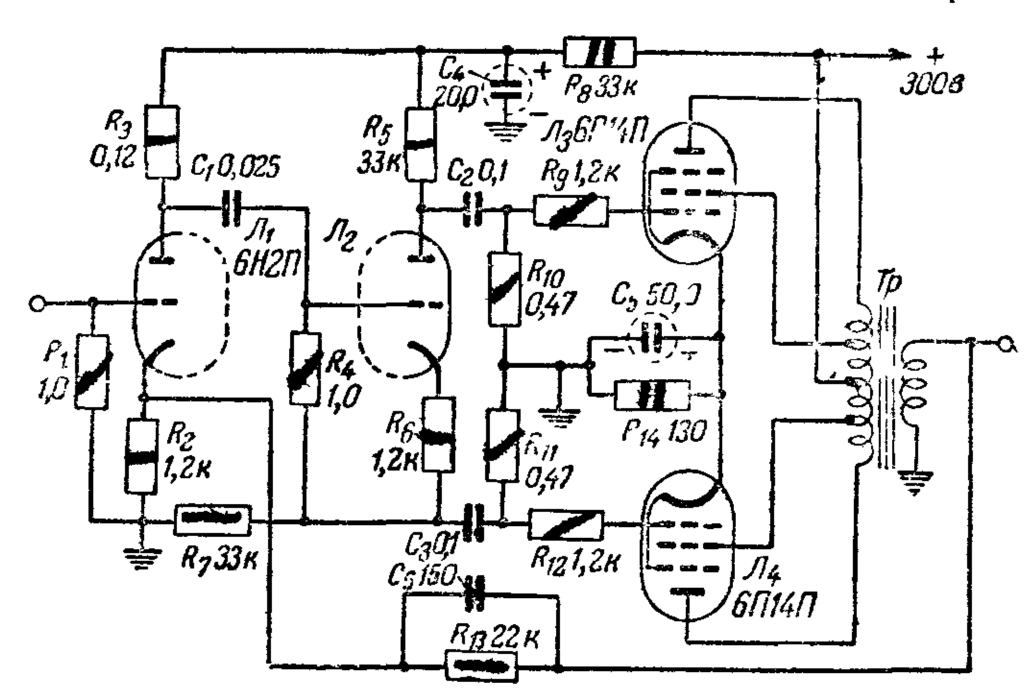


Рис 43 Схема усилителя низкой частоты с ультралинейным включением оконечного каскада

обмотки для подачи напряжения отрицательной обратной связи на экранирующие сетки может быть использована и специальная обмотка выходного трансформатора.

Как уже указывалось, эффективность ультралинейного включения особенно заметна в двухтактных оконечных каскадах, в которых отсутствуют четные гармоники. Однако и в однотактном оконечном каскаде ультралинейная схема дает хорошие результаты. Такая схема использована, в частности, в радиолах «Латвия» и «Сакта».

Рекомендуется комбинировать ультралинейную схему с соответственно менее глубокой отрицательной обратной связью. На рис. 43 приведена схема двухтактного оконечного каскада, обеспечивающая выходную мощность до 12 *вт* при коэффициенте нелинейных искажений не более 0,5%. Выходной трансформатор *Тр* выполнен на сердечнике из пластин Ш-19 при толщине пакета 30 *мм*. Каждая половина первичной обмотки состоит из 2 000 витков провода ПЭЛ 0,18 с отводом от 860-го витка. Вторичная обмотка содержит 176 витков провода ПЭЛ 0,83 и рассчитана на нагрузку 15 *ом*.

13. БЕСТРАНСФОРМАТОРНАЯ СХЕМА ОКОНЕЧНОГО КАСКАДА

Важной новинкой в области низкочастотной техники является бестрансформаторная схема оконечного каскада.

Как известно, нелинейные и частотные искажения в усилителях низкой частоты определяются прежде всего оконечными каскадами. Выполняя оконечные каскады по двухтактной схеме, удается значительно снизить уровень нелинейных искажений, но и при этом сохраняется один из главных источников искажений — выходной трансформатор.

Выходной трансформатор ограничивает диапазон частот, воспроизводимых усилителем. При недостаточно большой индуктивности первичной обмотки трансформатора частотная характеристика ухудшается в области нижних частот. При увеличении индуктивности первичной обмотки возрастает индуктивность рассеяния, которая в свою очередь вызывает завал частотной характеристики в области высших частот. Далее, из-за нелинейности кривой намагничивания стали сердечника трансформатора (магнитная проницаемость сердечника зависит от величины тока, протекающего через его обмотку) возникают нелинейные искажения. Эти искажения проявляются прежде всего на низших частотах, где имеют место наибольшие уровни сигнала. Нелинейные искажения на высших частотах возникают из-за асимметрии плечей двухтактного каскада, порождаемой наличием индуктивности рассеяния и междувитковой емкости. Наконец, потери в обмотках и сердечнике трансформатора снижают к. п. д. усилителя.

Выходной трансформатор, выполненный так, чтобы искажения в нем были достаточно малы, является весьма сложным и дорогим узлом. Глубина отрицательной обратной связи, с помощью которой возможно уменьшить всякого рода искажения, ограничивается фазовыми сдвигами, создаваемыми выходным трансформатором (а также другими элементами схемы) на граничных частотах полосы пропускания и вызывающими опасность самовозбуждения. Поэтому вполне понятно стремление обойтись без выходного трансформатора. Усилия в этом направлении дали несколько лет назад положительные результаты.

Переход к схеме с непосредственным подключением громкоговорителей к оконечным лампам связан с необходимостью решения ряда вопросов. Основным из них является вопрос согласования выхода усилителя с низкоомными звуковыми катушками громкоговорителей. Такое согласование может быть осуществлено путем параллельного включения нескольких ламп в выходном каскаде, что связано с большими затратами. Другая возможность заключается в использовании схемы катодного повторителя. Однако практически и этот вариант неприемлем из-за очень низкого к. п. д. В обоих этих вариантах требуются, кроме того, большие выпрямленные токи, что ведет к усложнению силовой части приемника.

Кроме того, необходимо решить вопросы о связи между обоими плечами двухтактного каскада, разделении цепи постоянного анодного напряжения и нагрузки усилителя, переходе от симметричного выхода двухтактного усилителя к несимметричной схеме (с заземлением) включения громкоговорителей.

Принципиальные особенности бестрансформаторной схемы легко разобрать, исходя из обычной двухтактной схемы. Из рассмотрения двухтактной схемы (рис. 44,*а*) видно, что она представляет собой два отдельных источника переменного напряжения, выходы которых связаны между собой только через магнитный поток выходного трансформатора. При исключении выходного трансформатора вопрос о связи между выходами обоих плеч каскада решается просто, если поменять местами источник анодного напряжения и сопротивление нагрузки, как показано на рис. 44,*б*. Чтобы обеспечить противофазность выходных напряжений обоих плеч, изменена полярность включения

нижней лампы; при этом обе лампы работают на общее сопротивление нагрузки $R_{гр}$.

Разделение постоянного и переменного напряжений на нагрузке обеспечивается с помощью конденсатора $C_р$, как показано на рис. 44,*в*. Там же видно, каким путем осуществляется заземление схемы. Благодаря параллельному

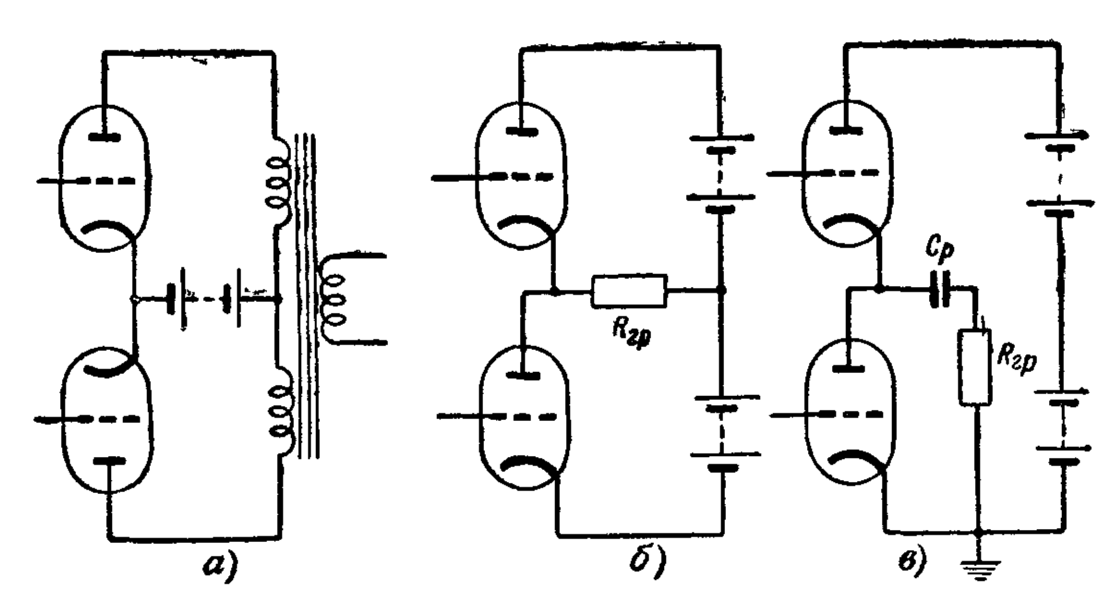


Рис. 44. Переход от двухтактной к бестрансформаторной схеме оконечного каскада

включению плеч по переменному току требуемая для согласования величина сопротивления нагрузки уменьшается примерно в 4 раза по сравнению с обычной двухтактной схемой, где плечи включены последовательно.

Дальнейшее понижение выходного сопротивления усилителя достигается за счет применения ламп с малым внутренним сопротивлением и отрицательной обратной связи по напряжению. Выполняя громкоговорители с высокоомными звуковыми катушками (намотка проводом ПЭЛ 0,04—0,05 с большим числом витков), а также применяя последовательное включение громкоговорителей, удается полностью решить проблему согласования выхода усилителя с нагрузкой.

На рис. 45 приведена одна из возможных схем бестрансформаторного двухтактного оконечного каскада. Напряжение низкой частоты здесь поступает на оконечные лампы от фазоинверсного каскада по схеме с разделенной нагрузкой. Благодаря этому удается избежать трудностей, связанных с получением низкочастотного напряжения для незаземленной лампы $Л_1$. По постоянному току обе оконечные лампы включены последовательно. Анодный ток лампы $Л_1$

меньше анодного тока лампы $Л_2$ (равного катодному току лампы $Л_1$).

Для выравнивания обоих анодных токов и установления одинаковых рабочих точек лампа $Л_2$ шунтируется сопротивлением R_6. По переменному току это сопротивление оказывается включенным параллельно сопротивлению нагрузки $R_{гр}$, но оно достаточно велико и почти не потребляет полезную мощность. Катод лампы $Л_1$ имеет потен-

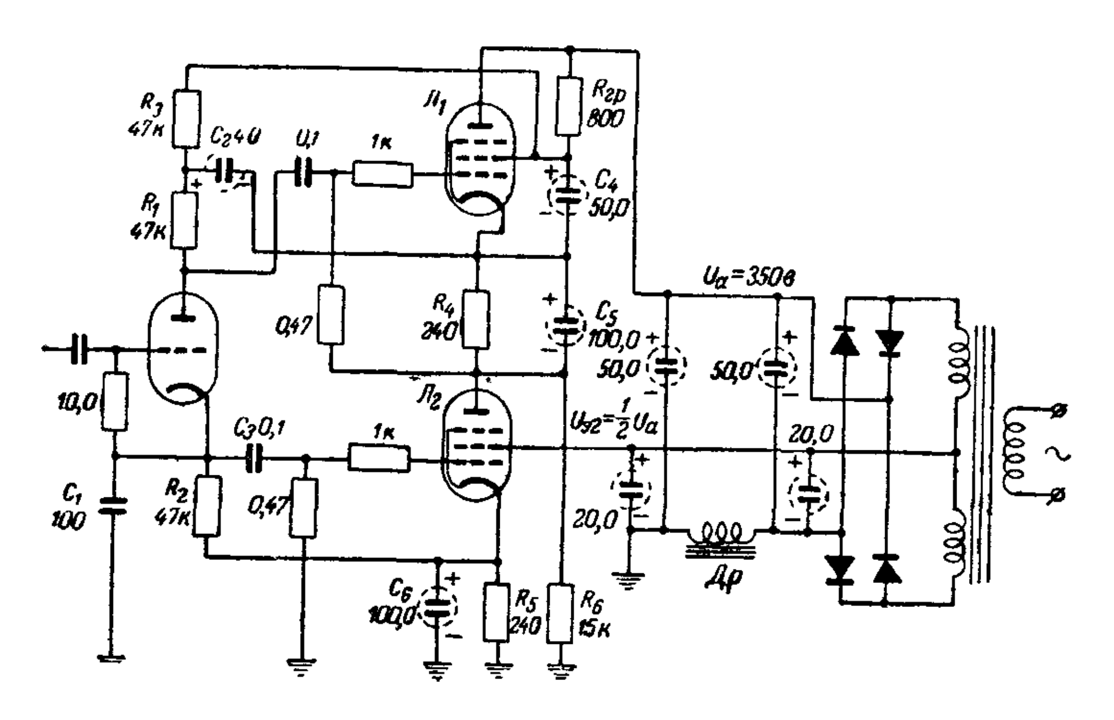


Рис. 45. Схема двухтактного бестрансформаторного оконечного каскада с фазоинвертором и выпрямителем питания

циал, равный сумме половины анодного напряжения питания $U_а$ и выходного переменного напряжения. Поэтому при заземленном накале следует проверить, не превышает ли этот потенциал допустимое напряжение между катодом и нитью накала.

Для полного использования оконечных пентодов по мощности необходимо, чтобы потенциалы экранирующих сеток по постоянному току были равны потенциалам анодов ламп, а по переменному току — потенциалам катодов. Питание экранирующей сетки лампы $Л_2$, напряжение которой должно быть $U_а/2$, нежелательно осуществлять через гасящее сопротивление большой величины. Так как ток экранирующей сетки зависит от входного напряжения, то при таком включении и напряжение экранирующей сетки существенно меняется с изменением входного напряжения, что приводит к асимметрии схемы и искажениям.

Более удачным решением вопроса является схема пита-

ния экранирующей сетки лампы $Л_2$ непосредственно от низкоомного мостового выпрямителя. Для фильтрации при этом требуются дополнительно два электролитических конденсатора, а дроссель фильтра *Др* следует включить в «минусовый» провод (как видно из схемы, через «плюсовой» провод, идущий к лампе $Л_1$, ток экранирующей сетки не протекает).

Что касается питания экранирующей сетки лампы $Л_1$, то здесь необходимо добиться минимального падения напряжения на сопротивлении $R_{э1}$ (сопротивление $R_{э1}$ и промежуток экранирующая сетка — катод лампы $Л_1$ образуют делитель напряжения, к которому подводится лишь половинное напряжение питания $U_а/2$, а к аналогичному делителю в цепи лампы $Л_2$ — полное напряжение $U_а$). Поэтому напряжение подводится к ней через сравнительно низкоомное сопротивление нагрузки (звуковую катушку громкоговорителя), благодаря чему оно достаточно стабильно при изменениях тока экранирующей сетки в зависимости от уровня входного сигнала. Чтобы избежать пробоя между звуковой катушкой и магнитной системой, корпус громкоговорителя также следует подсоединить к плюсу источника анодного напряжения. Сравнительно небольшой ток экранирующей сетки (8—10 *ма*) не ухудшает работу громкоговорителя.

Если с точки зрения техники безопасности нежелательно подключать корпус громкоговорителя к анодной цепи, то напряжение к экранирующей сетке подводят через небольшой маломощный дроссель (с индуктивностью порядка 5 *гн*, чтобы не шунтировать громкоговорители). При этом громкоговорители включаются через разделительный конденсатор, как на рис. 44,*в*.

Верхняя граничная частота полосы пропускания определяется в этой схеме в основном паразитными емкостями, шунтирующими высокоомные сопротивления R_1 и R_2. При этом действующая величина паразитной емкости, шунтирующей сопротивление R_1, больше паразитной емкости, включенной параллельно сопротивлению R_2, и для симметрирования напряжения возбуждения на высших частотах включается корректирующий конденсатор C_1. Чтобы расширить полосу пропускания в сторону верхних частот, сопротивления R_1 и R_2 нужно уменьшить.

Нижняя частота полосы пропускания определяется емкостью переходных конденсаторов и конденсаторов блокировки в цепях экранирующей сетки и катода. Переходные конденсаторы нетрудно выбрать достаточно большими, чтобы обеспечить равномерность частотной характеристики до весьма низких частот.

Благодаря подключению сопротивлений R_1 и R_2 непосредственно к катодам выходных ламп обеспечивается независимость величин напряжений входных сигналов от катодных конденсаторов C_5 и C_6.

Сопротивления (1 *ком*) в цепях управляющих сеток ламп служат для предотвращения самовозбуждения на очень высоких частотах.

Как уже упоминалось, в бестрансформаторном оконечном каскаде используются лампы с низким внутренним со-

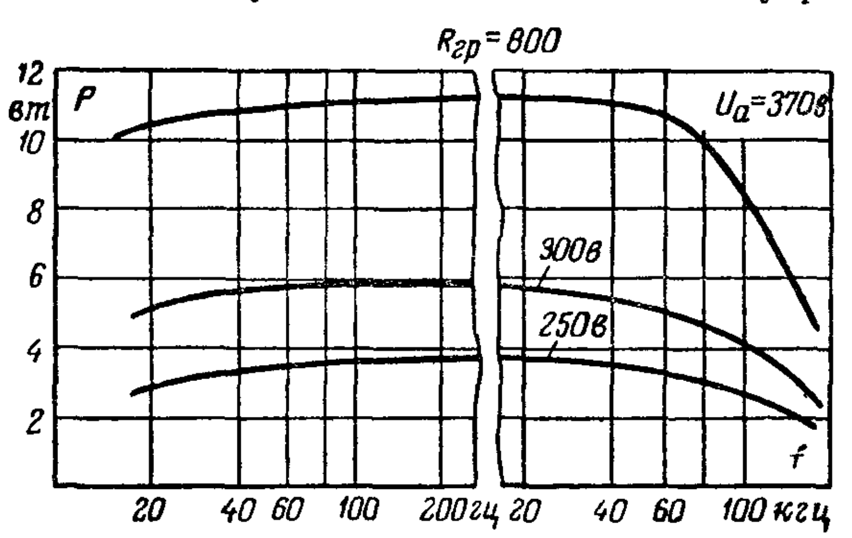


Рис 45 Максимальная выходная мощность *P* в зависимости от частоты сигнала *f*.

противлением при низком анодном напряжении питания (западноевропейские типа EL86 или аналогичные им отечественные типа 6П18П).

Использование специальных ламп с пониженным напряжением анодного питания обусловлено тем, что из-за последовательного включения оконечных ламп по постоянному току требуется двойное напряжение от выпрямителя, (напряжение анодного питания распределяется между лампами пропорционально их сопротивлению постоянному току). Получение же выпрямленных напряжений порядка 500—600 *в* связано с трудностями, и поэтому в бестрансформаторных схемах ограничиваются анодными напряжениями порядка 100—170 *в*.

Значительные технические достоинства бестрансформаторных схем бесспорны. На рис. 46 приведена зависимость максимальной (максимально допустимый уровень входного сигнала соответствует сеточному току лампы $Л_2$ 0,3 *мка*) выходной мощности, получаемой на зажимах громкоговорителей, от частоты. Кривые здесь следует отличать от ча-

стотной характеристики усиления, которая снимается п малой выходной мощности и постоянном входном напр жении. Как видно, диапазон частот, в котором обеспеч вается максимально достижимая мощность, простирает от 70 *гц* до 30 *кгц*, в то время как в двухтактной схе с выходным трансформатором он значительно уже. Благ даря этому обеспечивается хорошее воспроизведение басс без обычно применяемой для этой цели отрицательной о ратной связи. По сравнению с обычным двухтактным к скадом в режиме АВ коэффициент нелинейных искажени в этой схеме уменьшается более чем в 2 раза, а интерм дуляционные искажения — более чем в 1,5 раза. При это важно, что в отличие от обычных схем искажения на края частотного диапазона возрастают весьма незначительно.

Следует отметить, что уровень искажений в значител ной мере определяется величиной сопротивления R_6. Он должно выбираться так, чтобы протекающий через не ток был равен току экранирующей сетки лампы $Л_1$. По следний в свою очередь зависит от уровня сигнала, и по этому совершенно одинаковый режим обеих ламп возмож но установить только для одного определенного уровн

Сопротивление нагрузки $R_{гр}$=800 *ом* обеспечивает полу чение максимальной выходной мощности для ламп тип 6П18П. Минимальный коэффициент нелинейных искаже ний получается при $R_{гр}$=1 000 *ом*. Выходное сопротивлени усилителя составляет здесь 3,5 *ком* при выходной мощно сти 1 *вт* и 1,3 *ком* при 13 *вт*. Уменьшение выходного сопр тивления с ростом мощности понятно, если учесть, что вну треннее сопротивление лампы, возбуждаемой положител ной полуволной напряжения, снижается резко, в то врем как внутреннее сопротивление второй лампы в области бо лее отрицательных сеточных напряжений возрастает мед ленно. Так как лампы включены параллельно по перемен ному току, общее выходное сопротивление определяетс лампой с меньшим внутренним сопротивлением.

Коэффициент полезного действия рассматриваемой сх мы несколько меньше, чем двухтактных оконечных каск дов с обычными лампами, из-за потерь в сопротивлении и низкого анодного напряжения ламп.

Нужно еще отметить, что в схеме на рис. 45 имеет ме сто отрицательная обратная связь (часть выходного н пряжения поступает через делитель $R_1 R_i'$ лампы фазои вертора и R_2 на управляющие сетки оконечных ламп), бл годаря которой незначительно уменьшаются нелинейн

искажения и весьма заметно уменьшается сопротивление усилителя. Однако, с другой стороны, эта отрицательная обратная связь может вызвать рост искажений, когда на пиках выходного переменного напряжения значительно снижается анодное напряжение фазоинвертора. Чтобы избежать этих искажений, постоянное анодное напряжение должно быть значительно выше, чем пики переменного напряжения, и потому анодная цепь фазоинвертора подключена к полному напряжению питания $U_а$ (к экранирующей сетке лампы $Л_1$). Цепочка R_3C_2 фильтрует остаточное переменное напряжение, которое имеется на конденсаторе C_4 на самых низких частотах.

Если подключить анодную цепь лампы фазоинвертора к аноду лампы $Л_1$, то полное выходное переменное напряжение вызовет заметный ток в цепи R_3C_2 и на низших частотах это может привести к асимметрии напряжений возбуждения (падение напряжения на конденсаторе C_2 складывается с напряжением на сопротивлении нагрузки R_1).

Схема на рис. 45 требует сравнительно больших затрат и может быть применена лишь в усилителях и приемниках высшего класса. В связи с этим разработаны упрощенные варианты бестрансформаторной схемы оконечного каскада, которые применяются в приемниках невысокого класса.

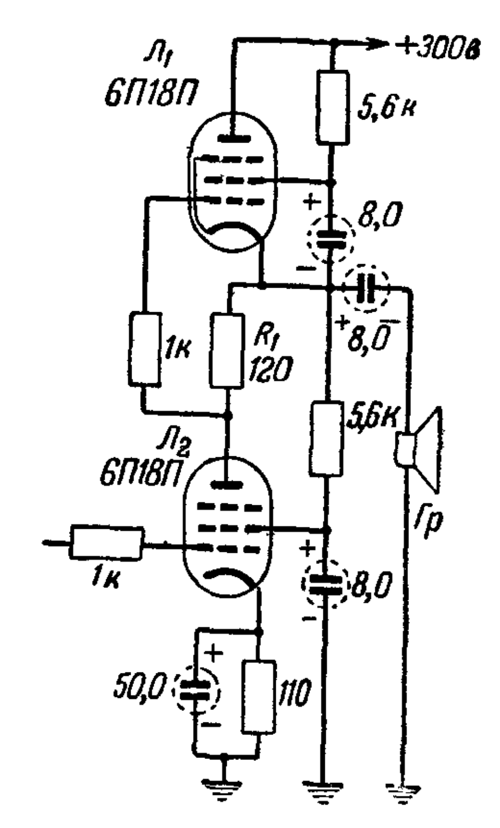


Рис. 47. Схема упрощенной бестрансформаторной схемы оконечного каскада с питанием экранирующей сетки через сопротивление.

Основной путь упрощения связан с исключением из схемы фазоинверсной лампы. При этом низкочастотное напряжение на оконечную лампу $Л_2$ подается непосредственно, а на лампу $Л_1$ оно снимается с сопротивления в анодной цепи лампы $Л_2$ (рис. 47). Такой принцип построения схемы не может быть использован в обычной двухтактной схеме в связи с возрастанием четных гармоник на краях передаваемой полосы частот (из-за комплексности сопротивления выходного трансформатора не обеспечивается противофазность напряжений возбуждения). Но и в бестранс-

форматорном оконечном каскаде применение этой схемы свя зано с трудностями. Лампа $Л_2$ должна работать в ре жиме А, чтобы обеспечить достаточное входное напряже ние для лампы $Л_1$. Другая трудность связана с тем, что на сетку лампы $Л_1$ подается напряжение, уже искаженное лампой $Л_2$. При этом четные гармоники лампы $Л_1$, обу словленные ее собственной нелинейностью, компенсируются четными гармониками тока этой лампы, вызванными иска женной формой входного напряжения. В результате через нагрузку протекают токи четных гармоник только лампы $Л_2$.

Чтобы избежать роста четных гармоник в выходном напряжении и обеспечить их взаимную компенсацию, мож но использовать различные возможности увеличения иска жений в лампе $Л_1$, чтобы они не компенсировались пол ностью за счет искаженной формы входного напряжения.

Можно на вход лампы $Л_1$ подавать напряжение, боль шее, чем на лампу $Л_2$, но при этом лампа $Л_1$ будет рань ше перегружаться и максимально достижимая мощность уменьшится. Отрицательной обратной связью по току с по мощью незашунтированного катодного сопротивления мож но вдвое уменьшить искажения в лампе $Л_2$ по сравнению с лампой $Л_1$, что обеспечит компенсацию четных гармоник в выходном напряжении. Но это требует увеличения вход ного напряжения и вызывает рост внутреннего сопротивле ния лампы $Л_1$ (последнее не только уменьшает демпфи рование резонансных колебаний громкоговорителя, но и вызывает рост нечетных гармоник).

Практически используется третья возможность — выбор рабочей точки лампы $Л_1$ в области большой кривизны анодно-сеточной характеристики, т. е. сдвиг ее в сторону режима АВ. Естественно, полная компенсация возможна лишь при определенном напряжении возбуждения. Иссле дования показали, что при большом входном напряжении искажения очень мало зависят от выбора рабочей точки и поэтому она выбирается так, чтобы получить минималь ные искажения при небольших входных сигналах. Сопро тивление R_1 120 *ом* определяет и рабочую точку и величи ну входного сигнала, но оно обычно выбирается по мини муму искажений. Ввиду того что верхняя лампа охвачена отрицательной обратной связью по току (незашунтирован ное конденсатором катодное сопротивление), требуемое для нее входное напряжение примерно в 1,5 раза больше чем для лампы $Л_2$.

От сопротивления R_6 из схемы на рис. 45 можно в этом

случае отказаться, так как благодаря большому отрицательному смещению уменьшается катодный ток лампы $Л_1$, сравниваясь с анодным током лампы $Л_2$.

Дальнейшие возможности упрощения схемы на рис. 45 связаны с изменением цепей питания экранирующих сеток. Однако различные варианты, основанные на триодном включении пентодов, не обеспечивают заметных преимуществ по сравнению с обычными однотактными схемами из-за значительных потерь мощности.

По сравнению с однотактной трансформаторной схемой упрощенный бестрансформаторный каскад обеспечивает удвоенную выходную мощность при меньшем коэффициенте нелинейных искажений.

Частотная характеристика этой схемы, снятая при выходной мощности 1 *вт* на частоте 1 *кгц*, изображена на рис 48. Она прямолинейна в очень широких пределах; на

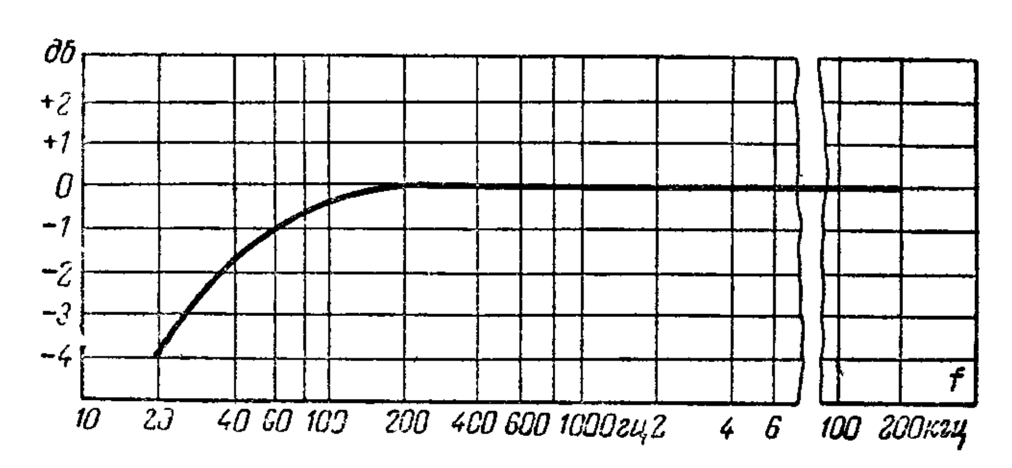


Рис 48 Частотная характеристика бестрансформаторного каскада

частоте 25 *гц* завал составляет лишь 3 *дб* без отрицательной обратной связи. При введении отрицательной обратной связи новая схема более стабильна, так как отсутствуют фазовые сдвиги в трансформаторе.

Если считать, что стоимость сэкономленного выходного трансформатора равна стоимости дополнительной выходной лампы, то перечисленные значительные технические преимущества упрощенной бестрансформаторной схемы по сравнению с однотактным оконечным каскадом (малый коэффициент нелинейных и интермодуляционных искажений, широкая полоса эффективно воспроизводимых частот, а также демпфирование резонансных процессов в громкоговорителях благодаря низкому выходному сопротивлению оконечного каскада) достигаются за счет нескольких дополнительных электролитических конденсаторов.

14. СХЕМЫ С РАЗДЕЛЕНИЕМ ПОЛОСЫ ЧАСТОТ

Для раздельного усиления и воспроизведения нижни и верхних звуковых частот находят применение различны варианты схем. Назначение схем с разделением полос частот на два или большее число каналов может быть раз личным. Они позволяют прежде всего резко уменьшит интермодуляционные искажения. Последние возникаю вследствие нелинейности тракта усилителя и акустическо системы, из-за которой напряжение нижних звуковых ча стот при больших уровнях модулирует напряжение верх них звуковых частот. При этом образуются комбинацион ные составляющие, придающие звучанию неприятный ха рактер.

Помимо этого, раздельное воспроизведение высоких низких звуковых частот необходимо в системах объемног звучания, а также позволяет заметно расширить диапазо эффективно воспроизводимых частот, ибо один громкого воритель не в состоянии обеспечить излучение в широко диапазоне от 40—60 до 15 000—18 000 *гц*.

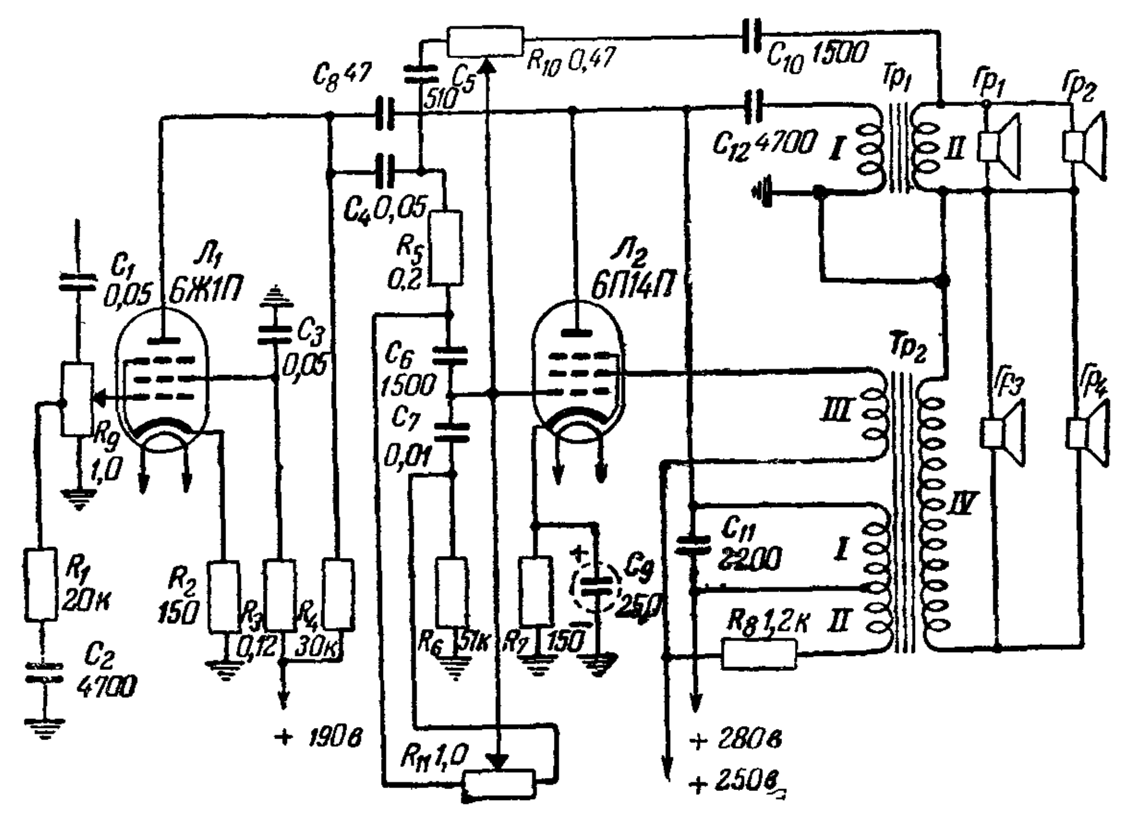


Рис. 49. Схема усилителя низкой частоты радиолы „Латвия“

Для получения эффекта объемного звучания и расшире ния полосы воспроизводимых частот разделительные фил тры обычно включаются лишь на выходе оконечного каска да (рис. 49). Усиление низкочастотного напряжения осуществляется здесь в общем тракте, а разделение полосы частот производится с помощью конденсатора C_{12} и двух выходных трансформаторов. Высокочастотный выходной трансформатор $Тр_1$ подключается к аноду оконечной лампы $Л_2$ через конденсатор C_{12}, емкость которого выбрана так, чтобы последовательный резонанс с индуктивностью обмотки трансформатора имел место на частоте 3 000—4 000 *гц*. Тогда напряжение с частотой ниже 1 000 *гц* в основном падает на конденсаторе C_{12}, а на более высоких частотах — на обмотке трансформатора $Тр_1$.

Так как высокочастотный трансформатор не должен воспроизводить нижние частоты, индуктивность его первичной обмотки *I* и, следовательно, размеры сердечника могут быть малы. Благодаря малым габаритам сердечника уменьшается индуктивность рассеяния трансформатора, что в свою очередь повышает эффективность воспроизведения высших звуковых частот.

Трансформатор $Тр_1$ изготовлен на сердечнике из пластин Ш-9 при толщине пакета 12 *мм*. Обмотка *I* состоит из 2 000 витков провода ПЭЛ 0,12, а обмотка II — из 23 витков ПЭЛ 0,51. Громкоговорители $Гр_1$ и $Гр_2$ высокочастотные типа 1ГД-1ВЭФ.

Разделительный конденсатор C_{12} в схеме на рис. 49 не только делит полосу частот, но и защищает маломощные высокочастотные громкоговорители от перегрузки. В случае его отсутствия часть мощности нижних частот терялась бы в высокочастотных громкоговорителях, поскольку они не в состоянии эффективно их излучать, а также имели бы место перегрузка этих громкоговорителей и резкое увеличение нелинейных и интермодуляционных искажений.

Низкочастотный выходной трансформатор $Тр_2$ для эффективной передачи низших частот должен, наоборот, иметь большую индуктивность первичной обмотки и по своей конструкции может быть проще широкополосных одноканальных трансформаторов. Первичная обмотка трансформатора блокируется конденсатором C_{11}, который служит для фильтрации верхних частот. Как видно, оконечный каскад выполнен по ультралинейной схеме.

Трансформатор $Тр_2$ изготовлен на сердечнике из пластин Ш-16 при толщине пакета 24 *мм*. Обмотка *I* состоит из 2 900 витков, обмотка *II* — из 90 витков, обмотка *III* — из 580 витков провода ПЭЛ 0,12, а обмотка *IV*—из 40 витков ПЭЛ 0,8. Громкоговорители $Гр_3$ и $Гр_4$ типа 2ГД-8ВЭФ.

Для регулировки тембра по нижним частотам служит

частотно-зависимая цепочка на входе оконечной ламп Крайне правое (по схеме) положение движка потенциом тра R_{10} соответствует завалу, а левое положение движка подъему басов. Регулировка тембра на верхних частота осуществляется по дифференциальной схеме. Правое (п схеме) положение движка потенциометра R_{11} соответству завалу, а левое — подъему верхних частот. Отрицательна обратная связь через конденсатор C_8 обеспечивает допо нительный завал верхних частот. Диапазон регулировк тембра как по нижним, так и по верхним частотам соста ляет 12—16 *дб*.

На входе усилителя имеется регулятор громкости 1 с цепочкой тонкомпенсации Каскад предварительного ус

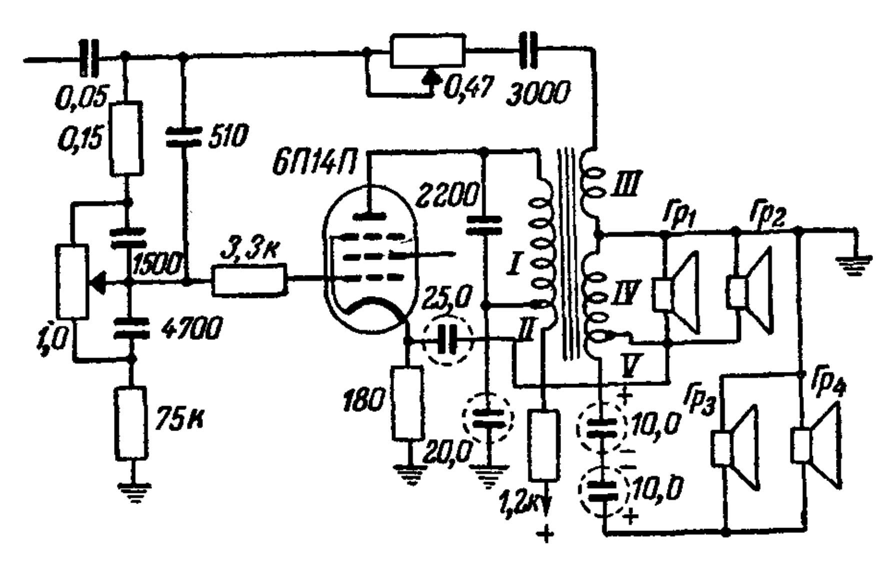


Рис 50 Схема усилителя низкой частоты с разделением полосы частот во вторичной цепи выходного трансформатора.

ления охвачен отрицательной обратной связью по ток

В целях экономии высокочастотного выходного тран форматора разделение полосы частот можно производи во вторичной цепи основного выходного трансформатор (рис. 50). В качестве разделительного конденсатора и пользуются два биполярно включенных электролитическі конденсатора (например, типа ЭМ), поскольку емкость е из-за низкоомности нагрузки должна быть много больш чем в предыдущей схеме. Регулировка тембра по верхни звуковым частотам осуществляется здесь за счет измен ния напряжения отрицательной обратной связи, снимаем го со специальной обмотки *III* выходного трансформат ра *Тр*.

Частотно-независимая отрицательная обратная свя обеспечивается за счет части напряжения вторичной о

мотки трансформатора, вводимой в цепь катода оконечной лампы.

Выходной трансформатор собран на сердечнике из пластин Ш-16 при толщине пакета 24 *мм*. Обмотка *I* состоит из 2 900 витков, обмотка *II* — из 90 витков, обмотка *III* — из 250 витков провода ПЭЛ 0,12, а обмотка *IV* — из 50 витков и обмотка *V* — из 35 витков ПЭЛ 0,8.

В случае разделения полосы частот на выходе одноканального усилителя интермодуляционные искажения остаются весьма значительными, поскольку они могут возникать как в оконечном каскаде, так и в самой нагрузке из-за недостаточно полного разделения. Значительно лучшие результаты обеспечивают усилители, в которых разделение частот осуществляется на их входе, так называемые двухканальные усилители низкой частоты (здесь имеются в виду двухканальные системы для монаурального воспроизведения в отличие от стереофонических двухканальных схем).

Схема высококачественного двухканального усилителя показана на рис. 51. Разделение полосы частот происходит здесь с помощью *RC*-фильтров в анодной цепи первого каскада предварительного усиления. В качестве границы раздела экспериментальным путем определена частота 800 *гц*, поскольку интермодуляционные искажения оказываются при этом минимальными.

Максимальная выходная мощность, которую обеспечивает двухтактный оконечный каскад канала нижних частот, составляет 8 *вт* (основная звуковая мощность приходится на нижние частоты), а максимальная выходная мощность высокочастотного канала равна 3 *вт*. Эти мощности обеспечиваются при величине входного напряжения около 200 *мв*.

Этот усилитель (даже в случае отсутствия глубокой отрицательной обратной связи) имеет при максимальной выходной мощности коэффициент интермодуляционных искажений не больше 1%, в то время как в одноканальном усилителе интермодуляционные искажения значительно сильнее (коэффициент интермодуляционных искажений — около 15%).

Следует отметить еще одно достоинство двухканальной схемы усилителя — возможность простой и эффективной регулировки тембра путем изменения усиления в каждом из каналов.

Большой интерес для радиолюбителя может представить схема на рис. 52, в которой двухтактный оконечный

Рис 51. Схема высококачественного двухканального усилителя низкой частоты

каскад используется для раздельного усиления и воспроизведения двух различных сигналов. В частности, в приведенном варианте схемы такими сигналами являются нижние и верхние звуковые частоты.

Часть схемы усиления низкой частоты с разделительными фильтрами и фазоинверсным каскадом для напряжения нижних частот на рис. 52 не показана. С выхода фазоин-

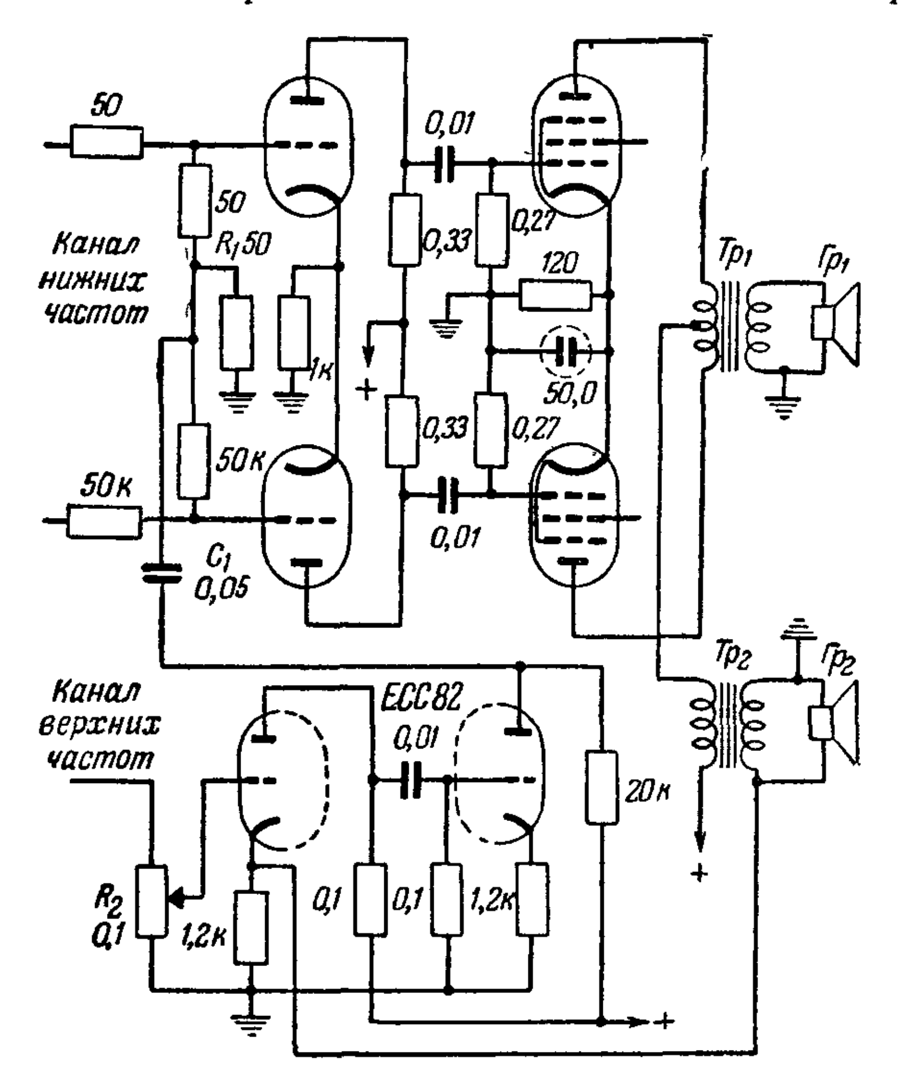


Рис 52 Двухканальная схема с одним оконечным двухтактным каскадом

вертора напряжение нижних частот поступает в противофазе на оба плеча двухтактного усилительного каскада и далее на вход двухтактного оконечного каскада, который обычным образом обеспечивает воспроизведение нижних частот громкоговорителем $Гр_1$.

Напряжение верхних частот поступает на потенциометр R_2 и предварительно усиливается двумя каскадами. Через конденсатор C_1 усиленное напряжение попадает на вход двухтактного усилителя, и часть напряжения, падающая на сопротивлении R_1, подается на вход обеих ламп в фазе.

Благодаря этому в двухтактном трансформаторе $Тр_1$ выс
кочастотные составляющие анодных токов взаимно ко
пенсируются, а в выходном трансформаторе $Тр_2$ они скл

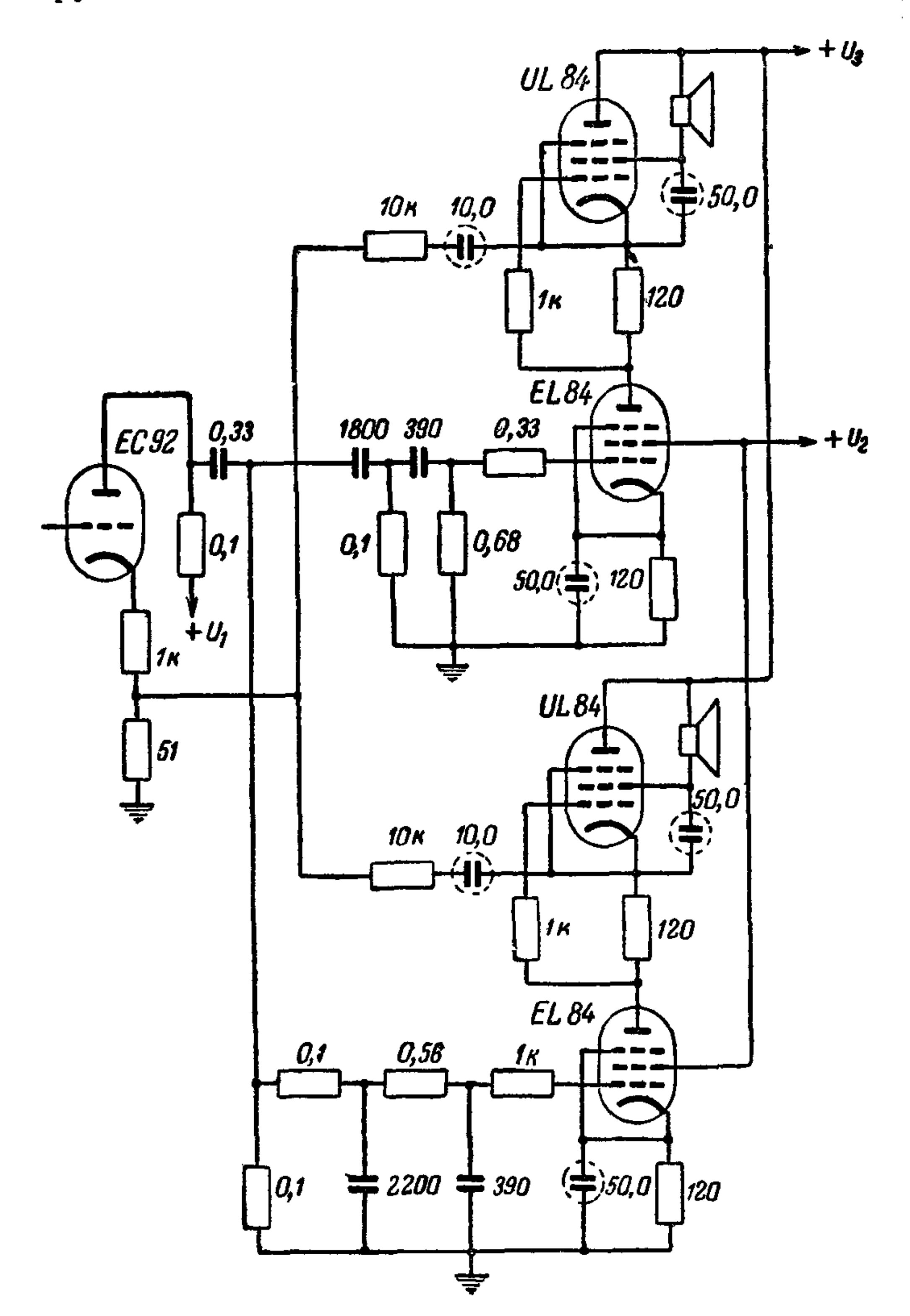


Рис. 53. Схема двухканального усилителя с бестрансформаторными оконечными каскадами

дываются и обеспечивают воспроизведение верхних часто громкоговорителем $Гр_2$.

Такого рода схема двухканального усиления и воспроизведения может быть использована и для других целей, например в простых стереофонических устройствах.

Коэффициент нелинейных искажений в двухканальном усилителе, вообще говоря, не уменьшается по сравнению с одноканальными схемами. Однако, комбинируя различные схемные решения, можно повысить качество воспроизведения.

На рис. 53 приведена схема высококачественного двухканального усилителя с бестрансформаторным выходом. Разделение каналов осуществляется здесь в анодной цепи каскада предварительного усиления фильтрами низших и высших звуковых частот. Для того чтобы снизить уровень нелинейных искажений, используется частотно-независимая отрицательная обратная связь с выходов обоих каналов на вход каскада предварительного усиления.

15. ДИАПАЗОН ВОСПРОИЗВОДИМЫХ ЧАСТОТ

Одним из факторов, позволяющих получить высокое качество звучания в современных радиоприемниках, является значительное расширение частотного диапазона. В приемниках старых типов диапазон воспроизводимых частот определялся, главным образом электрическим трактом и не превышал 4 000—6 500 *гц*. В современных приемниках диапазон эффективно воспроизводимых частот простирается от 40—60 до 10 000—15 000 *гц* и выше и определяется в основном акустической системой.

Как видно из приведенных выше схем, в электрической части низкочастотного тракта в настоящее время возможно обеспечить практически сколь угодно широкую полосу частот. Более сложной проблемой является расширение диапазона частот, эффективно воспроизводимых акустической системой.

Известно, что частотная характеристика акустических систем радиовещательных приемников определяется не только самим громкоговорителем, но и акустическими параметрами ящика.

Значительное увеличение эффективности воспроизведения нижних частот и более равномерную характеристику в области средних частот удается получить за счет применения акустической системы с двумя фронтальными громкоговорителями. Благодаря этому удается также избавиться от так называемого «бубнения», которое вызывается резонансом объема ящика на частотах 180—200 *гц*.

Уменьшению неравномерности частотной характеристи ки по звуковому давлению способствуют асимметричнo расположение громкоговорителей в ящике и применени громкоговорителей с эллипсными диффузорами (боль шая ось громкоговорителя должна располагаться гори зонтально). Эффективность воспроизведения высших зву ковых частот акустической системой радиоприемник определяется прежде всего самим громкоговорителем.

Противоречивость требований к диффузору электроди намического громкоговорителя с точки зрения одновремен но хорошего воспроизведения низших и высших звуковы частот хорошо известна. Этот вопрос успешно решен в со временных радиоприемниках путем применения раздель ных групп (обычно двух) громкоговорителей, каждая и которых воспроизводит только одну часть звукового диапа зона (частота деления 2 000—3 000 *гц*).

Другим, более экономичным решением является приме нение двухдиффузорных широкополосных громкоговори телей (например, 2ГД-3, 4ГД-1); здесь большой диффузо излучает колебания с частотой до 8 000 *гц*, а малый диф фузор — от 6 000 до 10 000—12 000 *гц*.

В самое последнее время обсуждается вопрос о целесо образности воспроизведения ультразвуковых частот, т. е частот выше 15 *кгц*, лежащих вне области слышимости.

Слуховой аппарат человека представляет собой нели нейную систему. Известно, например, что ухо способн определить основное колебание по его гармоникам. Пр передаче речи, в которой срезаны все частоты ниж 300 *гц*, ухо отличает мужской голос (основное колебани 150 *гц*) от женского (основное колебание 250 *гц*).

Инструменты оркестра излучают звуки с частотой и вы ше 15 *кгц*. Ультразвуковые частоты, сами по себе не слы шимые, в нелинейном слуховом аппарате человека образу ют между собой и с другими частотами комбинационны составляющие, которые оказывают на слушателя опреде ленное, задуманное композитором впечатление. Понятно что отсутствие ультразвуковых частот при электроакусти ческом воспроизведении музыкальных произведений обед няет и искажает звучание.

На основании этих соображений делается нескольк парадоксальный на первый взгляд вывод. Маленькие, де шевые радиоприемники и усилители не нуждаются в рас ширении полосы пропускаемых частот в область ультра звука, так как вследствие нелинейности тракта они даю большое количество нелинейных и комбинационны

(интермодуляционных) составляющих, в какой-то мере компенсирующих отсутствие в передаче ультразвуковых частот. Наоборот, дорогие устройства Hi-Fi (от английских слов High Fidelity — высокая верность воспроизведения), тракт которых можно считать линейным, должны воспроизводить и ультразвуковую часть диапазона оркестра, чтобы обеспечить естественно верное звучание.

В настоящее время в радиовещании, даже в УКВ диапазоне, частоты выше 15 *кгц* не воспроизводятся. Однако уже существуют грампластинки, на которых запись имеет диапазон частот до 20 *кгц* Возможно и дальнейшее развитие в этом направлении.

16. РЕГУЛИРОВКА ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА

Под динамическим диапазоном звучания подразумевается отношение наибольшей громкости к наименьшей, выраженное в децибелах. Симфонический оркестр, например, при наиболее громком исполнении (фортиссимо) излучает звуковую мощность свыше 70 *вт*, а наименьшая мощность, которую излучает скрипка при тихом (пианиссимо) сольном исполнении, составляет 4 *мквт*. Таким образом, динамический диапазон симфонического оркестра составляет около 70 *дб*. Динамический диапазон речи значительно меньше и обычно не превышает 10—20 *дб*.

Динамический диапазон музыкального произведения является наряду с мелодией и ритмом важной составной частью его, средством выражения замысла композитора. Между тем через существующие электроакустические тракты невозможно передавать сигналы со столь значительной разницей в уровнях. Для радиопередающих устройств граница передаваемых уровней определяется снизу шумами, а сверху — максимальной мощностью передатчика Если, например, передавать полный динамический диапазон симфонического оркестра так, чтобы не возникали искажения из-за перемодуляции в местах фортиссимо, то тихие пассажи дадут коэффициент модуляции 0,01% (при АМ) или девиацию частоты 10 *гц* (при ЧМ). Это означает, что даже при самых лучших условиях приема тихие пассажи потонут в шумах и не будут слышны.

При записи на грампластинки очень громкие звуки могут в свою очередь привести к разрушению стенок канавки Эти обстоятельства вызывают необходимость сужать динамический диапазон На лучших современных грампла-

стинках он доведен до 50 *дб*, а в радиопередачах не пре вышает 40 *дб* (при ЧМ).

Проблема восстановления естественного динамическог диапазона на приемной стороне столь же стара, как и са мо радиовещание. Сужение его на передающей сторон производится автоматической или ручной (этим занимает ся тонмейстер) регулировкой усиления (уменьшением уси ления при больших уровнях сигнала и увеличением усиле ния при слабых сигналах). Но до последнего времени н было достаточно удачного решения вопроса о расширени динамического диапазона в радиоприемнике. Причина это го — многочисленные трудности, связанные с применение схем экспандеров — расширителей динамического диапа зона.

Расширение динамического диапазона возможно лиш в том случае, если приемник или усилитель имеет доста точный запас выходной мощности. Но и тогда не може быть речи о восстановлении оригинальной динамики музы кального произведения, ибо для этого необходимо, чтоб процесс регулировки динамического диапазона был пол ностью автоматизирован, и расширение его на воспроизво дящей стороне должно осуществляться по тому же закону что и сужение на передающем конце. Однако, как указы валось, в последнем случае регулировка часто производит ся вручную. Кроме того, в условиях жилого помещени недопустима очень большая громкость звучания. Целесооб разно расширять динамический диапазон на 10—12 *дб* причем кривая регулировки выбирается с точки зрени оптимального слухового восприятия.

Принцип работы прежних схем экспандеров динамиче ского диапазона поясняется на рис. 54,*а*. Низкочастотны сигнал с выхода первого каскада предварительного усиле ния поступает на усилитель регулировки. Усиленное напря жение регулировки выпрямляется и через фильтрующу цепочку подается на вход следующего каскада УНЧ. Пра вильно выбрав полярность выпрямленного напряжени добиваются возрастания коэффициента усиления второг каскада при сильных сигналах и уменьшения его при сла бых сигналах.

Основной недостаток такого рода схемы заключаетс в том, что при неожиданных импульсах напряжения (уда ры барабана, звуки трубы) рабочая точка перемещаетс по характеристике лампы скачкообразно, что может про слушиваться через громкоговорители в виде щелчк Эффективного подавления этих импульсов постоянного на

пряжения фильтрующей цепочкой выпрямителя нельзя добиться, ибо это привело бы к недопустимо большой постоянной времени регулировки. Для того чтобы избавиться от щелчков, необходимо второй каскад выполнять двухтактным, что приводит к удорожанию и усложнению всего устройства

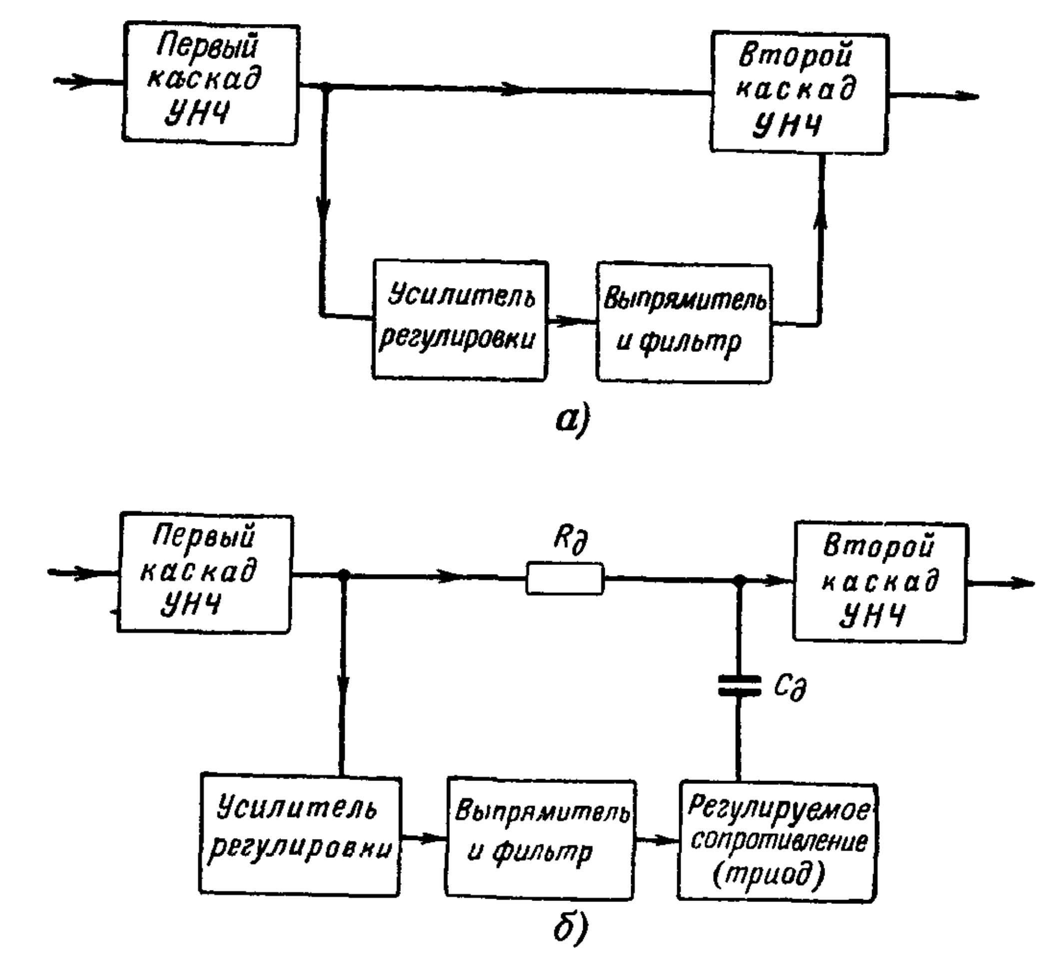


Рис. 54. Блок-схемы систем регулировки динамического диапазона.

а — путем изменения крутизны усилительной лампы; *б* — с регулируемым сопротивлением делителя напряжения.

На рис. 54,*б* изображена блок-схема, а на рис 55— принципиальная схема недавно разработанного расширителя динамического диапазона. Между первым и вторым каскадами усиления низкой частоты расположен делитель напряжения, состоящий из постоянного сопротивления $R_д$ и регулируемого сопротивления R_i (сопротивлением конденсатора $C_д$ пренебрегаем). Регулируемым сопротивлением R_i является внутреннее сопротивление триодной части индикаторной лампы $Л_3$. При возрастании входного сигнала увеличивается отрицательное напряжение смещения на сетке триода индикаторной лампы, увеличивается его внутреннее сопротивление и, следовательно, напряжение

низкой частоты, поступающее на вход второго каскада
Одновременно увеличивается и световой сектор этой лам
пы, благодаря чему она в этой схеме может быть и рас
ширителем и индикатором динамического диапазона. Ра
диослушатель имеет возможность по световому сектор

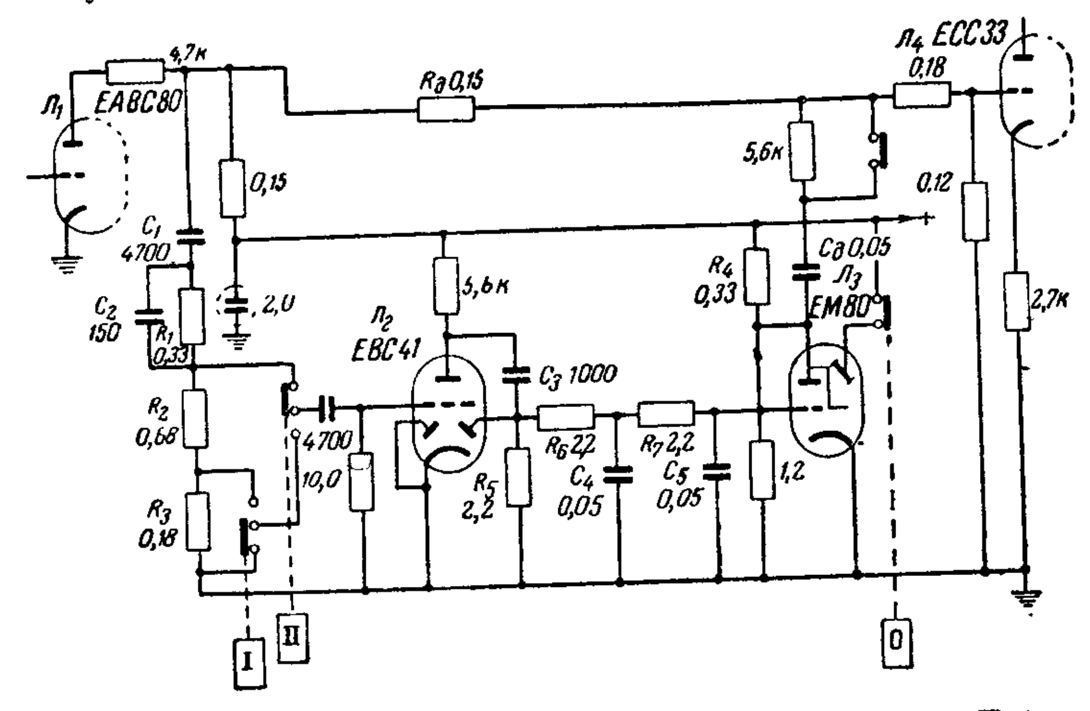


Рис. 55. Схема экспандера динамики, нажата клавиша *II* (максимальное расширение динамического диапазона).

лампы установить правильный режим работы экспандер
(сектор должен полностью закрываться при фортиссимо
Переключение режимов производится с помощью кл
виш. При нажатии клавиши *0* экспандер выключен. З
счет сопротивления R_4 слегка возрастает коэффициент п
редачи и громкость остается такой же, как при включе
ном экспандере. При нажатии клавиши *I* к усилителю р
гулировки подводится небольшая часть низкочастотно
напряжения. Это соответствует воспроизведению с небол
шим расширением динамического диапазона при нормал
ной комнатной громкости. Максимальное расширение д
намического диапазона имеет место при нажатии клав
ши *II*.

Регулировка динамического диапазона имеет частотн
зависимый характер (рис. 56). Дело в том, что цепоч
тонкомпенсации регулятора громкости обеспечива
подъем басов при малых громкостях, когда регулятор по
ти выведен, в соответствии с кривой чувствительности ух
Естественно, при возрастании громкости в процессе ра
ширения динамического диапазона (при неизменном пол

жении регулятора громкости) уровень уже поднятых басов не должен подниматься в такой же мере, как уровень средних частот. Физиологически правильное расширение динамического диапазона обеспечивается с помощью конденсатора $C_д$, включенного последовательно с регулируемым триодом. На низших частотах его внутреннее сопротивле-

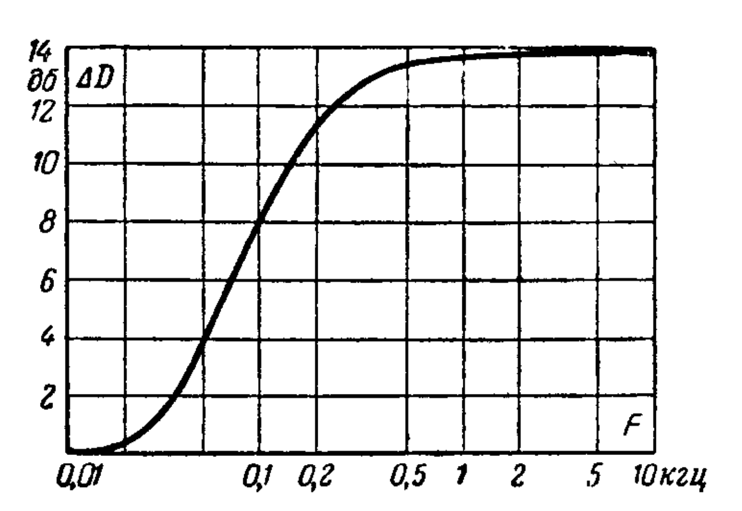


Рис. 56. Зависимость максимального расширения динамического диапазона от частоты.

ние становится заметным, в результате чего меньше проявляется регулирующее действие триодной части лампы $Л_2$.

При музыкальных передачах часто имеют место пики напряжения в области басов. Чтобы предотвратить расширение динамического диапазона на этих пиках для всей полосы воспроизводимых частот и, следовательно, искажение звучания, в схему введены элементы C_1, C_2, R_1 и соответствующим образом выбраны значения C_3, R_5.

Особую роль в схеме играет конденсатор $C_д$. Помимо того, что он обеспечивает физиологически правильный характер кривой расширения динамического диапазона, конденсатор $C_д$ не пропускает на выход усилителя низкой частоты импульсы постоянного напряжения, возникающие на аноде регулируемой лампы и прослушиваемые в виде щелчков. Благодаря тому, что величина максимального расширения динамического диапазона зависит от частоты и быстро уменьшается на частотах ниже 300 *гц*, возможно при сравнительно небольших запасах выходной мощности обеспечить значительное расширение динамического диапазона. Перегрузка оконечного каскада прежде всего может иметь место на нижних частотах, ибо, как уже упоминалось, на нижние частоты приходятся наибольшие амплитуды звуковых колебаний.

Постоянная времени нарастания напряжения определяется двухзвенным фильтром $R_6C_4R_7C_5$ и составляет здесь 0.3 *сек* (это оптимальная величина, установленная опытным путем). Величина постоянной времени спадания напряжения несколько больше (0,5 *сек*), так как она определяется еще и сопротивлением нагрузки диода выпрямителя R_5.

Ввиду того что наибольшие уровни низкочастотного сигнала на аноде триода лампы $Л_2$ не превышают 2—3 *в*, дополнительные искажения за счет нелинейности характе-

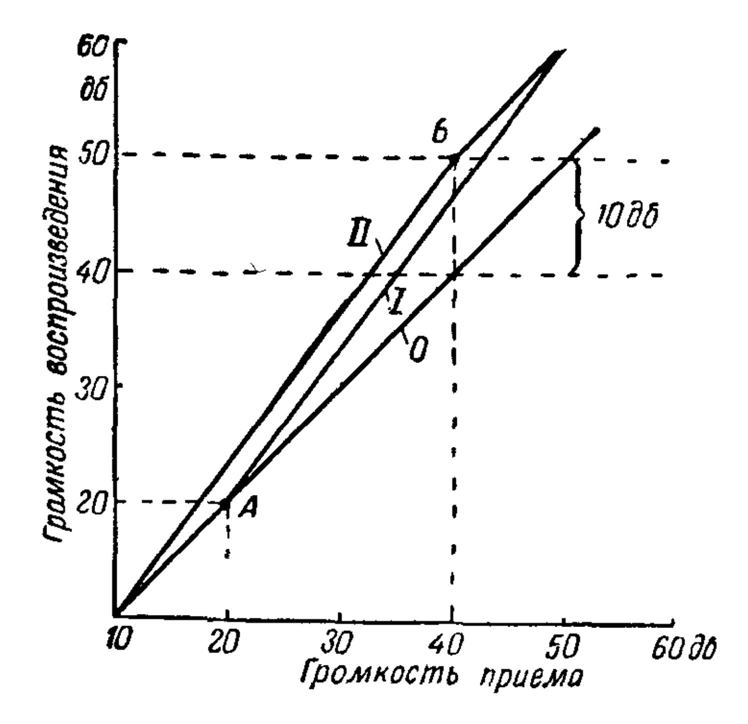


Рис. 57. Характеристики расширения динамического диапазона. Рост динамического диапазона на 10 *дб* соответствует увеличению мощности в 10 раз.

ристики лампы практически не возникают. С другой стороны, двухзвенный фильтр $R_6C_4R_7C_5$ обеспечивает достаточно хорошую фильтрацию выпрямленного напряжения, которое также не вызывает роста искажений в тракте УНЧ.

Благодаря тому, что низкочастотное напряжение регулировки динамического диапазона снимается после регулятора громкости, степень расширения диапазона зависит от установленной громкости. При очень малой громкости, когда расширение динамического диапазона может оказаться нежелательным (в вечерние часы), действие экспандера практически прекращается (кривая *I* на рис. 57, соответствующая работе при нажатой клавише *I* на

рис. 55). При отсутствии регулировки динамического диапазона (нажата клавиша *0*) зависимость между входным и выходным уровнями изображается прямой (линия *0* на рис. 57) с углом наклона 45°. Максимальное расширение динамического диапазона (при нажатой клавише *II*) составляет здесь 10 *дб*. При сравнительно большой громкости передачи следует включить клавишу *I*. При правильной установке экспандера величина светового сектора лампы $Л_3$ изменяется в наибольших пределах при переходе от пиано к фортиссимо.

17. СИСТЕМЫ ОБЪЕМНОГО И ПСЕВДОСТЕРЕОФОНИЧЕСКОГО ЗВУЧАНИЯ

Как уже упоминалось, одним из принципиальных недостатков прежних моделей радиоприемников является точечный характер источника звука (акустической системы приемника). Под акустической системой радиоприемника подразумеваются громкоговоритель или группа громкоговорителей и ящик, в котором они установлены.

Важной особенностью слухового аппарата является способность определять направление, в котором находится источник звука. Это свойство уха называется бинауральным эффектом. Оно основано на способности уха различать промежуток времени между приходом звуковых колебаний с одинаковыми фазами к обоим ушам, которая особенно проявляется на частотах 300—1 000 *гц*. На частотах ниже 300 *гц* бинауральный эффект не имеет места. На частотах выше 1 000 *гц* бинауральный эффект обусловлен преимущественно не фазовыми соотношениями, а различиями в громкости и тембре звука для обоих ушей, которые возникают из-за экранирующего действия головы при источнике звука, расположенном сбоку от головы.

Бинауральный эффект имеет большое значение в процессе слухового восприятия. Благодаря бинауральному эффекту мы можем, например, определить расположение отдельных инструментов оркестра или направление перемещения источника звука. При прослушивании программы с помощью электроакустических устройств бинауральный эффект, естественно, теряется, исчезает пространственная перспектива источника звука. Вместе с тем звучание обедняется, уменьшается его «прозрачность» (хуже различаются отдельные инструменты и голоса в общем звучании) и разборчивость.

На протяжении десятилетий физики и инженеры пытались решить проблему приближения звучания к естественному, передачи объемной структуры звукового поля. При этом наметились две основные тенденции. По мнению одних, необходимо стремиться к естественно верному воспроизведению звука, т. е. обеспечить такое же восприятие звука, создаваемого акустической системой приемника или усилителя, как в концертном зале и в подобных условиях. Но этому требованию можно удовлетворить лишь по меньшей мере при двух раздельных (от микрофона до громкоговорителя) электроакустических каналах.

Такая система звуковоспроизведения, называемая стереофонической, связана, разумеется, с большими затратами. В связи с этим развитие шло и во втором направлении — в направлении создания псевдостереофонических систем воспроизведения звука. В основе этих систем лежит не стремление к воссозданию оригинальной картины звучания, а желание создать у слушателя впечатление стереофоничности или объемности звучания. Одноканальные системы, которые создают у слушателя впечатление стереофоничности, иллюзию пространственного разделения отдельных инструментов или голосов, принято называть псевдостереофоническими. В отличие от них системы объемного звучания позволяют лишь избавиться от точечного характера источника звука, но не дают возможности пространственно разделять звучание отдельных инструментов и голосов. Возможности систем объемного и псевдостереофонического звучания ограничены, но зато они значительно проще и дешевле стереофонических.

Рассмотрим некоторые акустические системы объемного звучания. Общим и основным принципом этих систем является расширение диаграммы направленности излучения. На рис. 58 изображены характеристики направленности акустической системы приемника с одним громкоговорителем. Как видно, с повышением частоты характеристика направленности сужается и на высоких частотах, когда размеры излучающей поверхности значительно больше длины волны звука, она принимает форму узкого лепестка.

Узкая характеристика направленности приводит к острой локализации (определению местоположения) источника звука и резко подчеркивает точечный характер его. Такого рода острая ориентация на источник звука становится особенно заметной в современных радиоприемниках, в которых частотный диапазон воспроизведения значительно расширен в области высоких звуковых частот, где характеристика направленности еще более сужается.

Задача устройств объемного звучания заключается в том, чтобы обеспечить расширение характеристики направленности на высших частотах. При этом звуковая энергия поступает к слушателю не из одной точки, а со

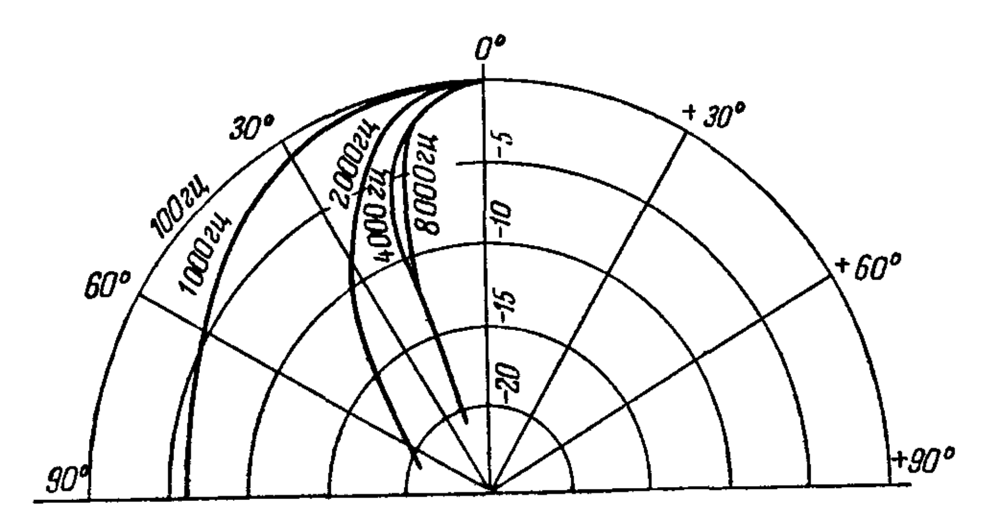


Рис. 58 Характеристики направленности акустической системы радиоприемника с одним фронтальным громкоговорителем

всех сторон, из всего объема помещения. Источник звука как бы расширяется за пределы ящика радиоприемника, и создается впечатление пространственной перспективы в ширину.

Для получения ненаправленного излучения во всем диапазоне частот акустическая система должна содержать высокочастотные громкоговорители с небольшими диффузорами и, следовательно, с более широкой характеристикой направленности на высоких звуковых частотах. Важное значение имеют также расположение громкоговорителей, разделение частот и распределение мощностей между ними. Оптимальный вариант расположения громкоговорителей зависит от различных факторов (размеры ящика, количество низкочастотных громкоговорителей, конфигурация диффузоров и т. п.) и в каждом случае может быть выбран экспериментальным путем.

Одной из наиболее широко применяемых систем объемного звучания является так называемая система 3Д. При этом все громкоговорители устанавливаются, как обычно, в вертикальном положении. Число громкоговорителей колеблется в основном от трех до шести. Широко распространена, например, система с тремя громкоговорителями, один из которых — основной, излучающий только нижние

и средние частоты, установлен на передней стенке ящи[ка], а два высокочастотных громкоговорителя расположены [на] боковых стенках. В последних имеются прорези (решетка), затянутые изнутри декоративной тканью. Важную ро[ль] здесь играет то обстоятельство, что высшие частоты, изл[у]чаемые боковыми громкоговорителями, отражаются в п[о]мещении от стен, окон, мебели и т. п. Комната кажет[ся] наполненной звуком, направленность звучания исчезае[т], источник звука как бы «растворяется».

Система 3Д обеспечивает ненаправленнсе излучен[ие] высоких частот. В качестве фронтального излучателя и[с]пользован электродинамический громкоговоритель К пр[е]имуществам овальных громкоговорителей, помимо конс[т]руктивных удобств при их компоновке в ящике, относят[ся] уменьшение неравномерности частотной характеристи[ки] и расширение полосы частот. Улучшение излучения выс[о]ких звуковых частот получается за счет повышенной ж[е]сткости мембраны вследствие изменяющегося радиуса кр[и]визны. С увеличением числа громкоговорителей равноме[р]ность диаграммы направленности на высших частота[х] улучшается. Однако хороших результатов можно добит[ь]ся и с двумя (и даже с одним!) громкоговорителем. Пр[и] этом используются специальным образом располагаемы[е] широкополосные двухдиффузорные громкоговорители, ра[з]личные распределители звуковых волн и т. п.

Система объемного звучания 3Д широко применяетс[я] в приемниках, выпускаемых в настоящее время в СССР. В частности, объемный эффект обеспечивают схема УН[Ч] радиолы «Латвия», приведенная на рис. 49, а также схем[а] на рис. 50.

Разделение спектра частот и мощностей между громк[о]говорителями возможно осуществить и с помощью *LC* фильтров, как показано на рис. 59. Дроссель *L* препятст[в]ует попаданию напряжения высших звуковых часто[т] к низкочастотным громкоговорителям. Частота раздела, отсчитываемая на уровне 0,7 номинального выходно[го] напряжения на высокочастотных громкоговорителях, выби[ра]ется обычно в области 1 500—3 000 *гц*.

Требования к акустическим системам 3Д противоре[]чивы. Для того чтобы эффект «объемности» был значи[]тельным, через боковые громкоговорители необходимо из[]лучать не только высшие, но и в заметной степени низши[е] и особенно средние частоты. Однако в этом случае теряетс[я] всякая направленность в излучении звука, что н[е] соответствует естественным условиям восприятия звучани[я] в концертном зале. В соответствии с размещением инструментов в оркестре преобладающая часть звуковой энергии в области нижних и средних частот должна поступать к уху слушателя непосредственно и лишь малая ее часть — после отражений. Если же подводить к боковым громкоговорителям только высшие частоты, то система 3Д звучит более естественно, но эффект «объемности» уменьшается.

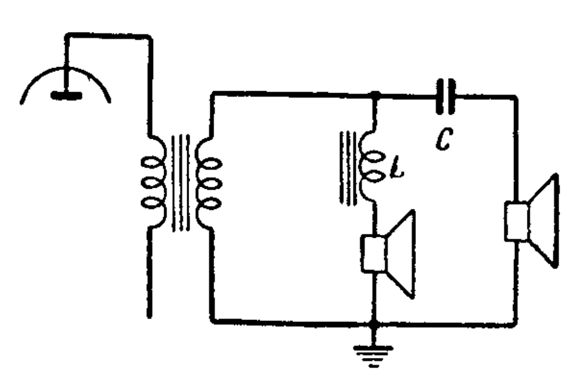


Рис. 59. Схема включения громкоговорителей через разделительный фильтр

Помимо расположения громкоговорителей, эффект объемного звучания в системе 3Д в большей мере зависит от распределения мощностей между ними. Звуковая энергия, излучаемая назад и в стороны, должна находиться в определенном соотношении с энергией, излучаемой вперед. Для того чтобы удовлетворить этому требованию, недостаточно соответствующим образом выбрать входные сопротивления выходных трансформаторов или разделительных фильтров. Небольшие боковые громкоговорители должны быть в состоянии излучать достаточную звуковую мощность в области верхних и средних частот при небольших искажениях. Между тем к. п. д. громкоговорителей очень мал и приходится подводить к ним большие напряжения возбуждения, что вызывает рост нелинейных искажений. Увеличивать же габариты и, следовательно, колеблющуюся массу высокочастотных громкоговорителей нежелательно, поскольку это может привести к искаженному воспроизведению высших звуковых частот.

Весьма часто используется также система объемного звучания 4R. Она отличается от системы 3Д тем, что дополнительные громкоговорители средних и высших частот располагаются в горизонтальном положении (ось громкоговорителя — в вертикальной плоскости). Громкоговоритель устанавливается диффузором вверх на резонирующей доске под верхней панелью ящика или непосредственно на верхней панели, или же диффузором вниз на шасси. В первом случае между верхней панелью и резонирующей доской ящик имеет по всему периметру вырезы, закрытые снаружи декоративной тканью. Перед диффузором под верхней панелью устанавливается конус, который рассеивает звуковые колебания, излучаемые этим громкоговори-

телем. Колебания распространяются через вырезы радиально во всех направлениях, благодаря чему обеспечивается почти круговая характеристика направленности как в горизонтальной, так и в вертикальной плоскостях.

Эта система обеспечивает несколько лучшие характеристики направленности, чем система 3Д, но ей присущи те же принципиальные недостатки, связанные с противоречивостью предъявляемых требований.

Значительного приближения звучания к естественному можно добиться с помощью вынесенных акустических систем. В этом случае несколько громкоговорителей средних и верхних частот располагается на некотором расстоянии от приемника, а для воспроизведения нижних частот используется внутренний громкоговоритель самого приемника. Путем соответствующей расстановки громкоговорителей в помещении и разделения частот между ними добиваются выраженного псевдостереофонического эффекта звучания басовых инструментов преимущественно из середины, скрипок — слева и т. д. Помимо этого, вынесение громкоговорителей за пределы ящика приемника облегчает конструкцию последнего и улучшает доступ к шасси.

Существенным недостатком вынесенных акустических систем является неудобство их размещения в жилом помещении. Этим и объясняется то обстоятельство, что до сих пор они еще не получили достаточно широкого распространения.

В последнее время одной из западногерманских фирм удалось разработать систему псевдостереофонического звучания, получившую название «стереодин». Она удовлетворяет следующим требованиям, поставленным при ее разработке: «растворение» источника звука (ящик радиоприемника) в ширину и глубину; сохранение естественной направленности основного звукового излучения на более низких звуковых частотах; отказ от вынесенных громкоговорителей.

Принцип работы системы «стереодин» может быть пояснен с помощью рис. 60. На рис. 60,*а* изображены два широкополосных громкоговорителя, расположенных на передней панели ящика, к которым подводится одинаковая мощность во всем диапазоне звуковых частот. Если при этом громкоговорители включены в фазе, то у слушателя, который находится перед приемником, создается впечатление, что звук излучается точно из середины ящика. У обоих его ушей создается в соответствии с изображен-

ной диаграммой синфазное звуковое давление. Если же включить громкоговорители в противофазе (рис. 60,*б*), то основной лепесток диаграммы раздваивается. В образующихся двух лепестках колебания находятся в противофазе. Между соответствующими точками пространства вдоль

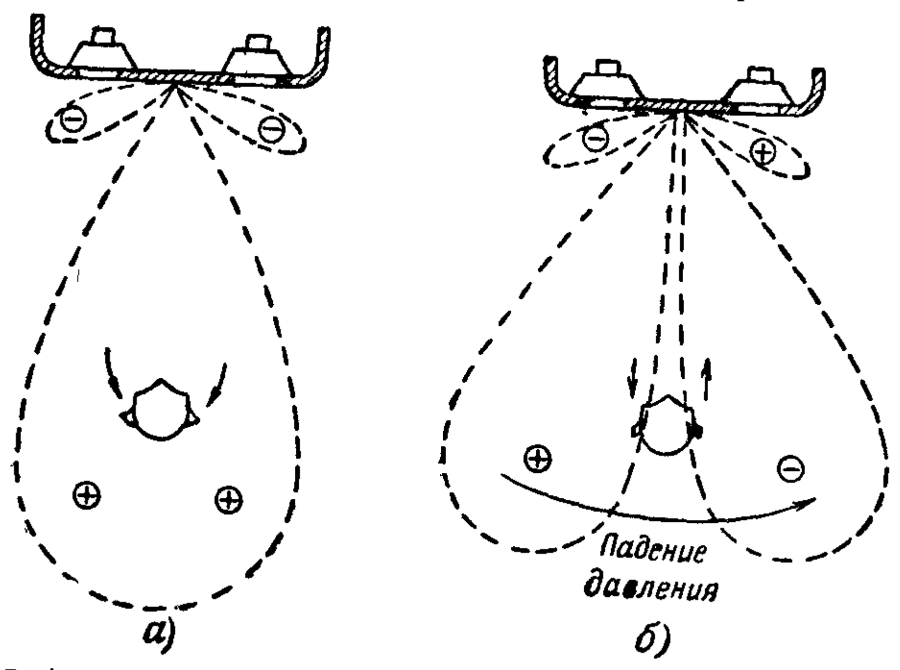


Рис. 60 Псевдостереофоническая система звучания „стереодин". Кривые звукового давления при синфазных (*а*) и противофазных (*б*) колебаниях громкоговорителей на частоте 800 *гц*.

передней стенки приемника создается разность звуковых давлений. Теперь уши слушателя, находящегося перед при-

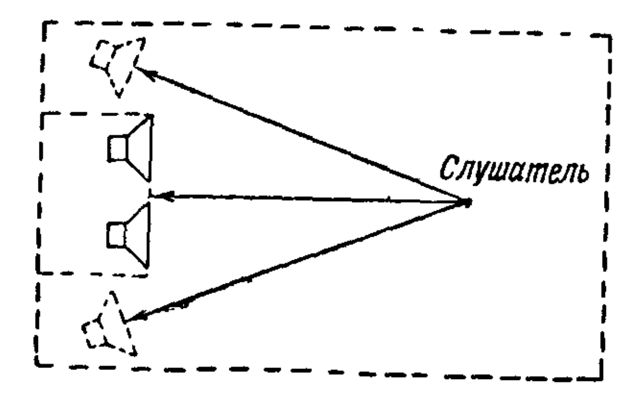


Рис. 61. Кажущееся перемещение источников излучения средних и верхних частот.

емником, воспринимают звуковое давление со сдвигом фазы на 180° и создается впечатление, что звук идет не прямо спереди, а с боков (рис. 61). В точках максимума основных лепестков уши снова воспринимают синфазные

звуковые колебания, и слушатель считает, что источ звука находится спереди.

Изображенные на рис. 60 диаграммы относятся лі к колебаниям одной частоты (около 800 *гц* при расстоя: между громкоговорителями 30—35 *см*). С уменьшен: частоты основные лепестки расширяются, а боковые ле стки исчезают. С возрастанием частоты, наоборот, осн ные лепестки сужаются, образуются новые боковые пестки, которые прижимаются к основным лепесткам и высоких частотах становятся столь большими, что по чается веерообразная кривая звукового давления со м гими максимумами и нулевыми точками.

При одновременном излучении многих частот в дані точке пространства имеют место различные фазовые сд ги на разных частотах и у слушателя создается впечат ние, что звуки разных тонов исходят из разных мест, т обеспечивается пространственное разделение инструмен и голосов.

Очевидно, что и при этой системе воспроизводимая к тина звучания не соответствует оригинальному звучан В частности, псевдостереофонический эффект восприят зависит здесь от положения слушателя относител радиоприемника. Но в целом звучание резко улучшае (некоторые авторы говорят даже о «поразительных резу татах») и небольшие затраты, которые требует дані схема, безусловно, оправдываются.

На практике противофазный громкоговоритель из. чает не весь диапазон звуковых частот, а только сред и верхние частоты. Вызывается это, во-первых, необхо мостью сохранить естественное основное направление из. чения более низких частот, о чем уже говорилось вы Во-вторых, на низких частотах между обоими громкого рителями могут возникнуть акустические короткие зам кания, что приводит к значительному уменьшению излу ния. Акустическое короткое замыкание может иметь ме на частотах, меньших

$$F_{\text{гран}} = \frac{c}{4a},$$

где $c = 330$ *м/сек* — скорость звука в воздухе;

a — расстояние между громкоговорителями, *м*.

На рис. 62 приведена схема, в которой к обоим гром говорителям подводятся напряжения всего диапазона зі ковых частот. Но на низких частотах питание всег

синфазное, а средние и высшие частоты можно переключением клавиши подводить в фазе или противофазе

Таким образом, схема «стереодин» обеспечивает подобно вынесенной акустической системе эффективное

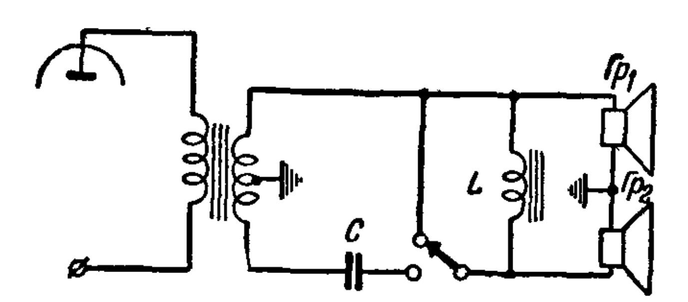


Рис 62. Схема включения фронтальных громкоговорителей в системе „стереодин".

При нажатой клавише (режим „стереодин") средние и верхние частоты подводятся к громкоговорителю $Гр_2$ в противофазе по отношению к громкоговорителю $Гр_1$, а нижние частоты подводятся через дроссель L в фазе.

псевдостереофоническое воспроизведение. В то же время она лишена недостатков как вынесенной акустики, так и систем 3Д и 4R.

Эффективную систему псевдостереофонического звучания возможно создать путем придания звуку, излучаемому приемником в стороны, определенной задержки во времени относительно звука, излучаемого вперед. Таким образом имитируется естественное запаздывание звуковых волн, отраженных от стен концертного зала.

Весьма удачным вариантом такого рода акустических систем является так называемый «компрессор звука», принцип работы которого поясняется на рис. 63.

Компрессор звука состоит из излучателя и трубы, служащей для задержки звука во времени и отведения его в стороны и назад. По сравнению с обычными громкоговорителями излучатель имеет значительно меньший и, следовательно, более легкий диффузор и более легкую звуковую катушку. Благодаря меньшей инерции колеблющейся системы высокие звуковые частоты могут воспроизводиться без искажений.

Основная причина низкого к. п. д. громкоговорителя заключается в том, что диффузор плохо согласован со средой «воздух». Воздух не обеспечивает для колеблющегося диффузора достаточно большое сопротивление излучения. Это аналогично случаю, когда лодку хотели бы двинуть с места, опуская весла не в воду, а в воздух.

Здесь диффузор колеблется не в свободном воздушно
пространстве, а в небольшом объеме с поперечным сеч
нием $S_д$. При амплитуде колебания диффузора, равной
в камере перемещается и выталкивается в трубу с поп
речным сечением $S_{тр}$ объем воздуха $V = aS_д$. В узк
трубе воздух перемещается быстрее, чем в камере, подо
но тому, как возрастает скорость широкой реки, проход
щей через узкое ущелье. Этот процесс называется тран
формацией скорости. Акустичес
это проявляется в том, что возр
стают сопротивление излучен
диффузора, отдаваемая звуков
мощность и к. п. д.

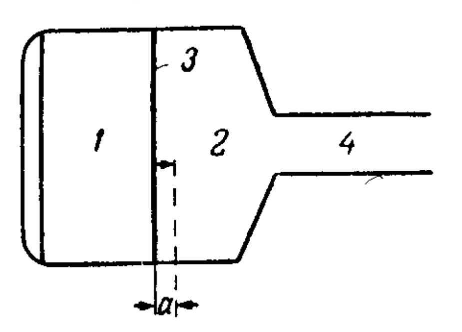


Рис. 63. Излучатель акустической системы „компрессор звука".

1 — электродинамическая система; *2* — камера давления; *3* — диффузор; *4* — труба.

Продолжая аналогию с ло
кой, можно сказать, что по отн
шению к очень быстрым движ
ниям весел вода становится к
бы «плотнее» и сопротивление
возрастает. Сопротивление изл
чения увеличивается в камере д
ления пропорционально квадра
отношения площадей поперечного сечения $(S_д/S_{тр})^2$, а
даваемая мощность и к. п. д. — пропорционально отно
нию $S_д/S_{тр}$. В силу ряда причин это возрастание, одна
не может быть сколь угодно большим.

В свою очередь труба должна быть согласована
свободным воздушным пространством. Лучше всего
удается сделать, если она имеет форму экспоненциа
ного рупора. Однако для домашних радиоприемников э
ного рупора велик и вместо него используе
поненциальный рупор велик и вместо него используе
цилиндрическая труба. Особая форма выходных отверс
трубы обеспечивает хорошее согласование колеблюще
ся «воздушного столба» ее с окружающим воздухом.
обходимая направленность излучения и задержка во в
мени получаются путем соответствующего расположен
выходных отверстий.

Компрессор звука обеспечивает частотно-независим
излучение в широком диапазоне частот (500—7 000 г
Звучание приемников с компрессором звука отличае
ярко выраженным псевдостереофоническим эффект
и возможностью четко различать отдельные инструмен
и голоса при воспроизведении оркестровой или хоро
музыки.

Для компрессора звука может быть использована ал

миниевая или пластмассовая труба. Компрессор устанавливается или под дном ящика приемника, или внутри ящика. В последнем случае в боковых и задней стенках ящика против выходных отверстий трубы должны быть сделаны небольшие вырезы.

18. СТЕРЕОФОНИЯ

Принципы стереофонии. Псевдостереофонические системы передачи и воспроизведения звука достигли за последние годы большого совершенства и позволили значительно повысить качество звучания. Однако, как уже указывалось, возможности их ограничены.

Псевдостереофоническая система представляет собой одноканальную систему, в которой информация источника звука воспринимается одним или несколькими микрофонами и одноканально (монаурально) передается к месту воспроизведения или записи. Одноканальный метод позволяет осуществить удовлетворительную передачу звуковой информации, даваемой источником, но он не дает возможности передавать те компоненты музыкального произведения, которые определяются расположением источников звука в помещении.

Например, солист при одноканальном воспроизведении создает столь же широкую картину звучания, как и сопровождающий его оркестр. Если хотят пространственно разделять солиста и оркестр, звучание отдельных инструментов или группы инструментов в оркестре или же следить за перемещением источника звука, то необходимо перейти к двухканальной или многоканальной стереофонической системе передачи.

Разумеется, перечисленные обстоятельства, равно как и ряд других, важны не сами по себе — от них зависит общее эмоциональное воздействие музыки.

Для стереофонии звуковое поле необходимо воспринимать микрофонами в двух или нескольких местах и каждой точке восприятия должна соответствовать точка воспроизведения. Звук, улавливаемый в простейшем случае двумя микрофонами, усиливается и передается по двум раздельным линиям к двум громкоговорителям (сигнал от левого микрофона — на левый громкоговоритель, от правого микрофона — на правый громкоговоритель). Такая система воспроизведения создает у слушателя иллюзию, будто он находится в концертном зале.

Важный результат подобного рода стереофоническо системы воспроизведения заключается в том, что звучани становится «прозрачным», отчетливо различаются отдель ные инструменты и голоса отдельных исполнителей, рас пределенные в пространстве так же, как это имеет мест в действительности в оркестре или хоре Это резко при ближает звучание к естественному, придает ему неизме римо большую выразительность и художественность.

Известно, что даже самые совершенные одноканальны устройства имеют характерный оттенок звучания, свойст венный громкоговорителю и отличный от естественног звучания инструментов. В то же время звучание двухка нального устройства, выполненного даже не с максималь ной тщательностью, теряет этот искусственный оттено и отличается естественной «пластичностью».

Выше уже указывалось, что стереоэффект основан н физиологических свойствах слухового аппарата человека- способности определять, под каким углом и на каком рас стоянии находится источник звука. Способность локализа ции источника звука связана с тремя основными фактора ми, на которые наш мозг реагирует: фазой (длиной пути) уровнем и тембром звука.

Пусть от источника звука, например трубы, звук по ступает к слушателю, причем путь от источника до правог уха несколько короче, чем до левого. Тогда звук справ приходит раньше и он более громкий, чем слева. Помим этого, слева звучание трубы воспринимается не так, ка справа. Голова играет роль экрана для звука и поглощае его, причем это поглощение возрастает с частотой. Гармо ники музыкального тона, определяющие тембр звучани поглощаются больше, чем основной тон, в результате чег изменяется и тембр звучания для левого уха.

Таковы три источника информации для нашего мозга обеспечивающие возможность «направленного слушания» Роль их в локализации источника звука неодинакова. Фа зовые сдвиги определяют направленность на частотах с 300 до 800 — 1 000 *гц*. На более низких частотах расстоя ние между ушами (21 *см*) слишком мало по сравнени с длиной волны (больше 1,1 *м*). На более высоких часто тах, где разность расстояний от обоих ушей до источник становится больше половины длины волны, картина сма зывается из-за многозначности. Точность ориентации н основе фазовых сдвигов наиболее велика вблизи оси сим метрии головы (до 3° при угле падения звука 30° и д 5° при угле падения звука до 60°).

Разность интенсивностей звука у обоих ушей дает возможность определить направление падения синусоидального звука на частотах выше 800 *гц* (на более низких частотах экраиирующее действие головы слишком мало). С ростом частоты эффект возрастает. Однако на основе различия в интенсивности можно получить лишь качественное представление о направлении, в котором расположен источник звука. На частотах ниже 5 000 *гц* угол воспринимается меньшим, а выше 5 000 *гц* — бо́льшим, чем это имеет место в действительности.

Если же мы слушаем несинусоидальный звук, то эффект направленности создается и за счет изменения тембра звучания. Экранирующее действие головы проявляется сильнее на более высоких частотах, в результате чего удаленное ухо воспринимает более глухое звучание. Это также вызывает качественное представление о боковом сдвиге источника звука.

В различные моменты времени получаемая слушателем информация определяется разными факторами. В то же время указанные выше три фактора находятся в тесной взаимозависимости. Например, фазовые различия могут из-за интерференции в определенной области частот вызвать различия в интенсивности, а последние в свою очередь вызывают изменение тембра звучания.

По различной окраске тембра звучания человек способен определять удаленность источника звука. Вследствие быстрого затухания высших тонов тембр звука по мере удаления от источника становится все более глухим.

Для стереофонической записи и передачи звука предложены три основных метода. В первом из них, так называемом методе АВ-стереофонии, применяются два разнесенных однотипных микрофона, каждый из которых работает на свой канал. Микрофоны устанавливаются на расстоянии друг от друга до 2 *м*. Электрические сигналы в обоих каналах различаются в общем случае как по фазе, так и по амплитуде, но основной эффект обеспечивается за счет фазовых различий между звуковыми волнами, падающими на каждый из микрофонов.

Основной недостаток этого метода заключается в том, что каждый канал в отдельности не содержит полноценной информации и не обеспечивает качественную одноканальную передачу звука. Кроме того, при прослушивании записанной по методу АВ-стереофонии программы создается впечатление, что оркестр находится где-то в соседнем помещении, а не непосредственно перед слушателем.

При втором методе, называемом MS-стереофонии также используются два микрофона, но с разными хара теристиками. Один из микрофонов имеет кардиоидну характеристику, ось максимальной чувствительности кот рой направляется прямо на источник звука и восприн мает звук из середины (М). Второй микрофон имеет хара теристику в виде восьмерки и устанавливается так, чтоб ось нулевой чувствительности была направлена на исто ник звука (рис. 64). Этот микрофон воспринимает бок

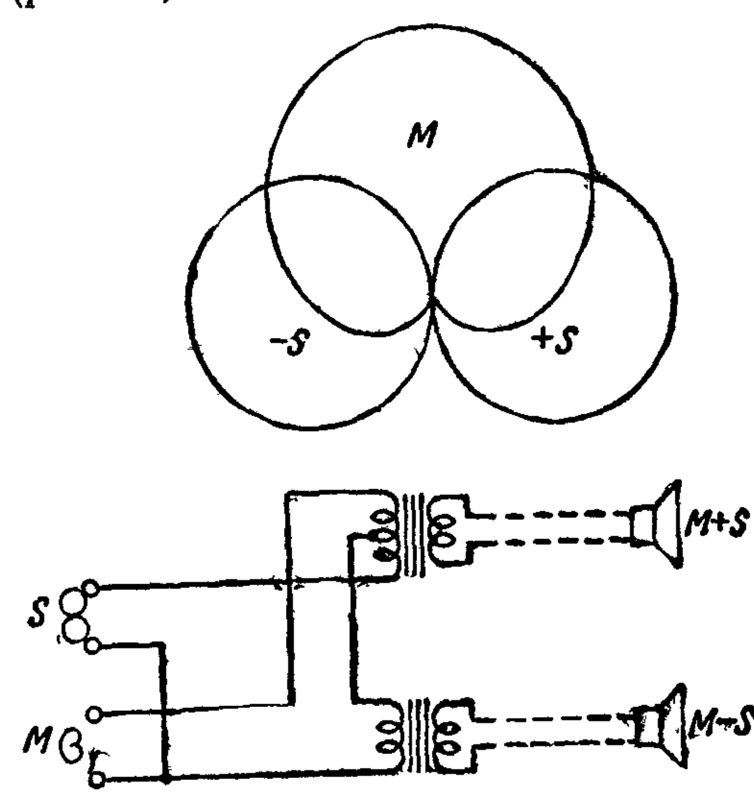


Рис. 64. Характеристики направленности двух микрофонов, используемых в стереофонии интенсивности по методу MS, и схема сложения напряжений на выходе микрофона (микрофоны расположены в одном капсюле).

вые и отраженные от стен волны. Оба микрофона монти руются возможно плотнее друг к другу, так что фазовы сдвиги между сигналами в обоих каналах практическ не возникают, а имеет место лишь различие в уровнях

Собственно звуковая информация равномерно воспри нимается микрофоном с кардиоидной характеристикой а микрофон с характеристикой в виде восьмерки воспри нимает информацию о расположении источников звук Сложение полученных таким образом двух информаци в общий стереосигнал происходит на выходе микрофоно путем образования их суммы (M+S) для правого канал

на воспроизводящей стороне и разности (M—S) для левого канала.

Если, например, источник звука воздействует на микрофонную систему под углом 0° (т. е. прямо спереди), то он вызывает в обоих каналах одинаковые напряжения (M) и при воспроизведении через два одинаковых громкоговорителя источник звука воспринимается расположенным между ними. Источник звука, расположенный под некоторым углом к средней оси, вызывает в правом канале напряжение (M+S), а в левом (M—S). При равенстве абсолютных значений M и S сигнал имеется лишь в правом канале и звук воспринимается слушателем справа.

Основным преимуществом метода MS-стереофонии является ее совместимость: наряду со стереофонической передачей звука она обеспечивает и возможность передачи и приема полноценной одноканальной информации, которая воспринимается микрофоном с кардиоидной характеристикой. В отличие от метода AB-стереофонии у слушателя создается здесь впечатление, будто он находится в одном помещении с оркестром; звук воздействует на него более непосредственно и отличается большей «прозрачностью».

Наконец, принцип действия третьей системы, называемой XY-стереофонией, также основан на использовании амплитудных различий между сигналами в обоих каналах. Но в отличие от MS-стереофонии оба совмещенных микрофона имеют одинаковые характеристики направленности в виде восьмерок, оси которых сдвинуты между собой на 90°. Отдаваемые микрофонами напряжения могут быть записаны и переданы или непосредственно, или после их предварительного сложения и вычитания. В последнем случае система XY-стереофонии является совместимой и один из сигналов (например, X+Y) может быть использован для одноканального воспроизведения.

В настоящее время наиболее широкое применение получила система MS-стереофонии.

Запись и воспроизведение стереофонических грампластинок. В настоящее время весьма широкое распространение получили стереофоническая запись и воспроизведение звука. В качестве звуконосителя используются при этом как магнитофонная лента, так и грампластинки.

Стереофоническая запись на магнитофонную ленту не связана с какими-либо принципиальными техническими затруднениями. Уже в 1940 г. были проведены соответствующие опыты. При этом ширину звуковой дорожки умень-

шали вдвое по сравнению с обычной записью, так что н ленте стандартной ширины размещались две записи, не обходимые для стереофонии. Если переходное затухани между обеими дорожками (каналами) достаточно вели ко, то этим исчерпывается принципиальное техническо решение проблемы. В первых бытовых стереомагнитофс нах, выпущенных промышленностью, обеспечивалось пе реходное затухание между дорожками величиной 20 *дб* больше.

Для широких кругов любителей музыки более достуг ным звуконосителем являются грампластинки. Однак стереофоническая запись на грампластинку представляе собой гораздо более сложную техническую проблему, че запись на магнитофонную ленту. Следует учесть, что по верхность обычной грампластинки используется максималь ным образом: на площади 1 *см*² помещается музыкальна запись длительностью 5 *сек*; для записи сигнала такой дли тельности на магнитофонную ленту со скоростью проигры вания 9,5 *см/сек* требуется площадь 15 *см*².

При первых опытах двухканальной стереофонической за писи на грампластинки предполагалось, что длительност записанного сигнала и время воспроизведения пластинк уменьшаются вдвое. Сигналы двух каналов, необходимы для стереофонии, записывались в две отдельные рядом рас положенные канавки. Для воспроизведения таких грампла стинок одна американская фирма выпускала проигрывате ли с двумя звукоснимателями, жестко связанными дру с другом.

Однако в такой системе очень трудно добиться синфа ности обоих каналов. Кроме того, важным недостатком это го метода является уменьшение в 2 раза времени проигры вания пластинки.

Практически возможной стереофоническая запись н грампластинки оказалась лишь после разработки совер шенно новой техники, при которой оба информационны канала располагаются в одной общей канавке, а запись воспроизведение осуществляются соответственно одни резцом и одной иглой. Сигналы обоих каналов содержатс в звуковой канавке в форме двух взаимно-перпендикуляр ных составляющих (ортогональная система). Положени этих двух составляющих по отношению к поверхности пла стинки может быть при этом любым, если сохраняетс ортогональность.

Наиболее удобными с практической точки зрения ока зались две системы двухкомпонентной стереофоническо

записи: с вертикальной и горизонтальной составляющими (глубинная и поперечная записи) и симметричными составляющими под углом 45° к поверхности пластинки.

Первая система обозначается индексом 0°/90° или прямым крестом (+), а вторая — индексом 45°/45° или косым крестом (×). По существу обе эти системы двухкомпонентной записи не отличаются друг от друга (рис. 65).

Вертикальную и горизонтальную силы, приложенные к резцу, можно представить в виде двух сил, направленных под углом 45°, а силы в системе 45°/45°—направленными

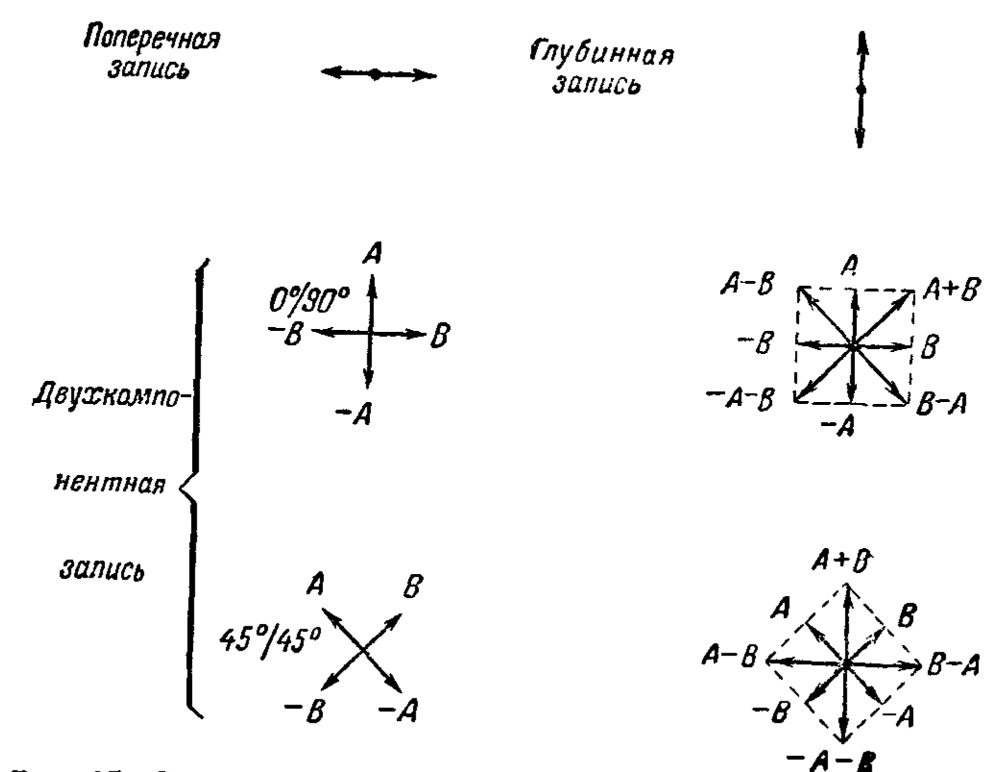


Рис 65. Сопоставление составляющих сил *A* и *B* при двухкомпонентной записи по методам 0°/90° и 45°/45°.

ми горизонтально и вертикально. Переход с одной системы на другую как при записи, так и при воспроизведении может быть легко осуществлен с помощью специальных преобразователей напряжений.

В соответствии с международным соглашением стандартным способом стереозаписи признана система 45°/45°. Достигнуто также соглашение о том, чтобы информацию, которая должна воспроизводиться левым громкоговорителем, записывать на внутренней, а информацию, относящуюся к правому каналу, — на внешней (т. е. ближней к краю пластинки) стенке канавки.

Для записи двухкомпонентным методом на каждую из двух раздельных обмоток рекордера подается напряжение с выхода одного из каналов. Соответствующие этим на-

пряжениям колебания резца в двух взаимно-перпендикулярных плоскостях складываются в одно сложное движение. Звукосниматель выполняет обратное преобразование, предварительно разлагая сложные смещения иглы на два сдвинутых друг относительно друга на 90° колебания.

На рис. 66 показано принципиальное устройство пьезоэлектрического стереозвукоснимателя системы 45°/45°. Аналогичным образом разделение каналов осуществляется также в стереозвукоснимателях электромагнитной и электродинамической систем.

Степень разделения каналов, которая определяется величиной переходного затухания между ними, является важнейшим показателем качества стереозаписи. Недостаточно полное разделение каналов и вследствие этого попадание сигнала одного канала в другой канал приводят к уменьшению стереэффекта при воспроизведении. Переходное затухание определяется прежде всего конструкцией рекордера и звукоснимателя. Колебания резца и иглы, должны происходить строго во взаимно-перпендикулярных направлениях, под одинаковым углом к поверхности пластинки. В рекордере, например, обеспечивается переходное затухание 30 *дб*, если взаимная перпендикулярность колебаний резца соблюдается с точностью до 1,8°. Путем применения глубокой электромеханической отрицательной обратной связи в рекордерах удалось получить переходное затухание около 40 *дб*. В звукоснимателях электромагнитной и электродинамической систем получено переходное затухание до 35 *дб*, а в звукоснимателях пьезоэлектрических — около 25 *дб*. Установлено, что изменение стереофонического эффекта не заметно на слух, если переходное затухание по всему тракту (микрофон — громкоговоритель) составляет не менее 20 *дб*.

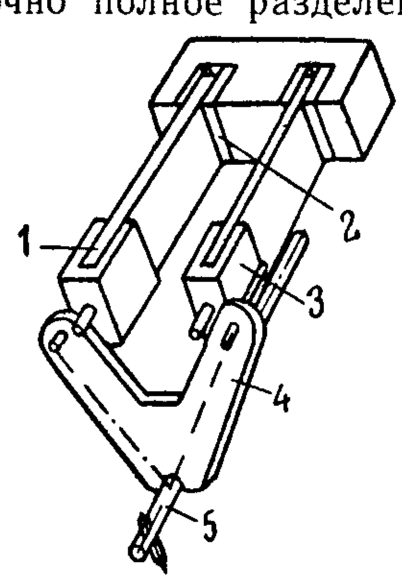


Рис. 66. Устройство пьезоэлектрического стереозвукоснимателя системы 45°/45°.

1 — кристалл сегнетовой соли; *2* — эластичная прокладка; *3* — держатель кристалла; *4* — соединительный мостик разлагает колебания иглы на две составляющие и передает их на пьезокристаллы; *5* — иглодержатель.

Чтобы длительность проигрывания двухканальной стереофонической пластинки была такой же, как у одноканальной долгоиграющей пластинки тех же размеров, минимальная ширина канавки в ней уменьшена до 40 *мк* (вместо 55 *мк* у одноканальной долгоиграющей), а радиус закругления дна уменьшен до 5 *мк* (вместо 7,5 *мк*). Это привело к уменьшению радиуса иглы с 25 до 15 *мк*. Чтобы не превзойти допустимого давления на канавку, приведенный вес стереозвукоснимателя уменьшен вдвое (с 10—12 до 5 *г*).

Принципиально стереофонические пластинки можно воспроизводить с помощью любого проигрывателя. В системе 45°/45° фазовые соотношения между записями на обеих стенках должны быть такими, чтобы при их суммировании результирующее колебание соответствовало обычной поперечной записи. Это значит, что стереопластинка, вообще говоря, может воспроизводиться обычным звукоснимателем и давать при этом хорошее одноканальное звучание. На практике, однако, это привело бы к быстрому ее разрушению из-за большой жесткости системы звукоснимателя в вертикальном направлении. Для одноканальных пластинок, где полезный сигнал сообщает игле колебания только в горизонтальной плоскости, такая жесткость нужна для подавления вертикальной составляющей вибрации приводного механизма.

В стереофонической записи по системе 45°/45° в обоих каналах содержатся вертикальные составляющие сигнала, вследствие чего звукосниматель должен быть чувствительным к вертикальным колебаниям. При этом обычный проигрыватель создает за счет вибрации, как правило, слишком большой уровень шумов и для воспроизведения стереопластинок не может быть использован даже и после замены звукоснимателя на стереофонический.

Воспроизведение одноканальных пластинок стереозвукоснимателем возможно без каких-либо затруднений. При этом уровень шумов на выходе каждой системы звукоснимателя снижается в $\sqrt{2}$ раз (3 *дб*). Если включить обе системы совместно так, чтобы поперечные составляющие складывались, то величина выходного напряжения получается такой же, как при одноканальном звукоснимателе. В то же время взаимно уничтожаются вертикальные составляющие шумов и качество воспроизведения возрастает. Полезно предусмотреть простой переключатель, который позволяет включать стереозвукосниматель на воспроизведение стереопластинок или одноканальных пластинок.

Стереофонические усилители низкой частоты. «Классическая» схема для воспроизведения стереофонической записи представляет собой два раздельных усилителя низ-

9*

кой частоты, нагруженных на две одинаковые группы громкоговорителей (рис. 67). Выполнение такого устройства не связано с какими-либо принципиальными затруднениями, однако к усилительным трактам предъявляются некоторые специфические требования. Об одном из них — достаточной величине переходного затухания — мы уже говорили.

Ряд других требований к стереофоническому тракту воспроизведения относится к идентичности обоих каналов. Дело в том, что при разности уровней в каналах более 3 *дб* имеет место кажущееся смещение источника звука и пространственная картина звучания искажается. Идентичность каналов будет обеспечена, если оба усилителя будут иметь одинаковые кривые регулировки громкости, частотные и фазовые характеристики, а также кривые регулировки тембра. Так как стереоэффект определяется прежде всего верхней частью звукового спектра, это требование особенно важно соблюдать в области средних и высших частот. Этим и исчерпываются основные особенности стереоусилителей низкой частоты.

Чтобы обеспечить общее переходное затухание по всему тракту стереофонической записи и воспроизведения не менее 20 *дб*, переходное затухание между усилителями должно быть не меньше 30 *дб*. При использовании комбинированных ламп переходное затухание между усилителями определяется в основном конструкцией ламповых систем. В схеме на рис. 67 в каскадах предварительного усиления применяются двойные триоды типа 6Н4П, в которых для уменьшения емкости связи между обеими триодными системами имеется экран. В «классической» схеме стереоусилителя этим и исчерпывается решение вопроса о переходном затухании.

Одинаковые частотные и фазовые характеристики усилителей сравнительно нетрудно обеспечить, выбирая соответствующие элементы схемы с малыми допусками. Разность между частотными характеристиками не должна превышать 2—3 *дб*, а между фазовыми 15—20°.

Несколько сложнее обеспечить идентичность кривых регулировки громкости в обоих каналах. Для стереоусилителей разработаны специальные сдвоенные потенциометры с общей осью. Однако при обычной логарифмической кривой регулировки (зависимости снимаемого напряжения от угла поворота) технологически затруднительно получить достаточное совпадение кривых регулировки обоих потенциометров. Поэтому используются потенциометры

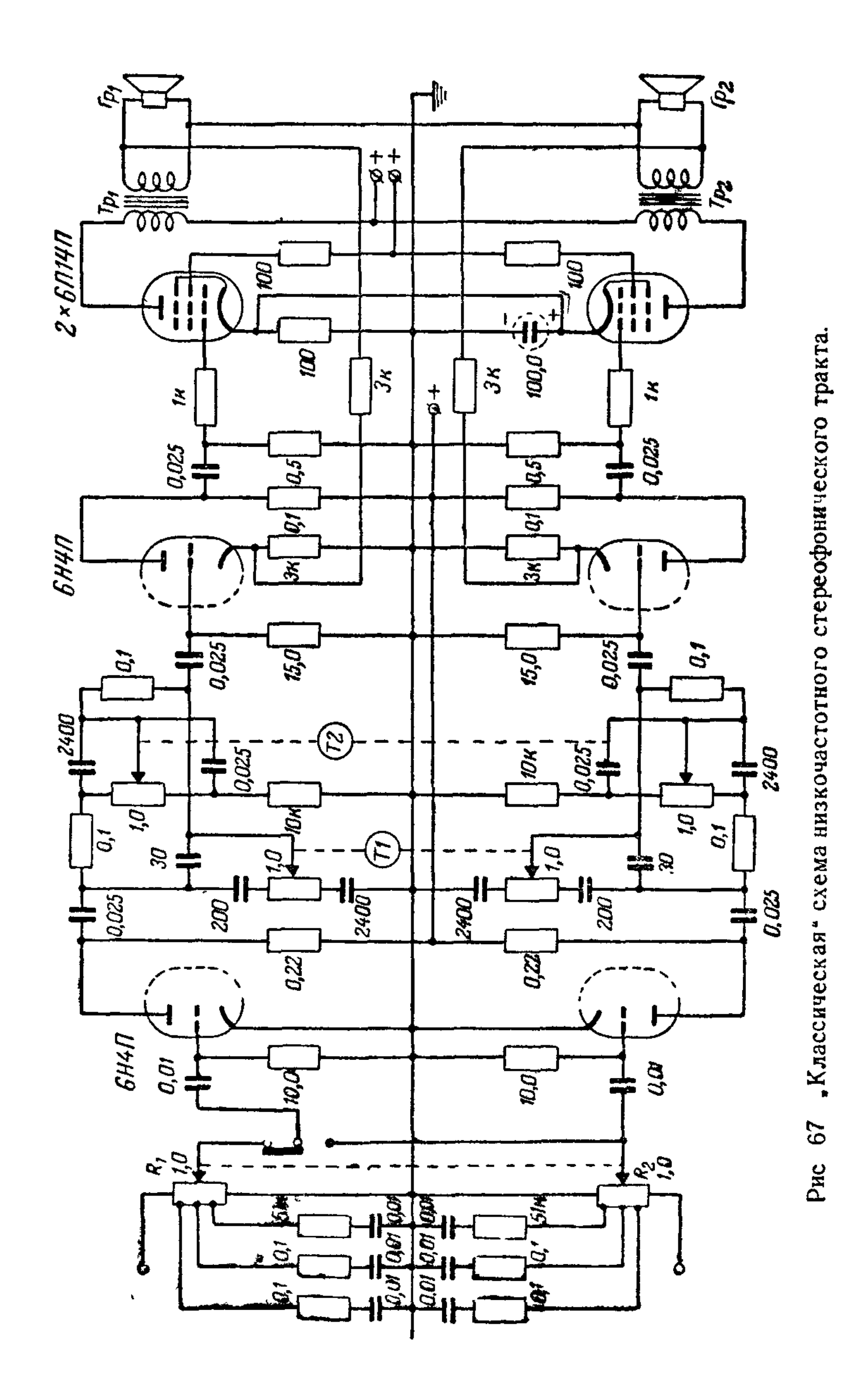


Рис 67 „Классическая" схема низкочастотного стереофонического тракта.

с линейной кривой изменения сопротивления, которые возможно изготовить со значительно меньшими разбросами (не более 10—20%).

В связи с тем, что ухо реагирует не на абсолютный прирост силы раздражения, а на логарифм этого прироста, т. е. обладает логарифмической кривой чувствительности, линейные регуляторы громкости в эксплуатации неудобны. Однако логарифмическую кривую регулировки громкости можно получить и с линейным потенциометром, если к трем отводам, равномерно распределенным вдоль подковки сопротивления (R_1 и R_2 на рис. 67), подключить постоянные сопротивления (рис. 67). При этом кривая сопротивления внутри каждого участка подковки между двумя отводами остается линейной, но отношение сопротивлений этих участков приобретает логарифмический характер. Для обеспечения тонкомпенсации последовательно с сопротивлениями включены конденсаторы. Все элементы следует выбирать с минимальными допусками.

Что касается регулировки тембра в стереоусилителях, то, помимо требований идентичности регулировочных кривых, необходимо иметь в виду, что слишком глубокий завал верхних частот может привести к уменьшению стереоэффекта.

С решением ряда физических и технических проблем связаны выбор и расстановка воспроизводящих акустических систем. Здесь возможны различные варианты. Принципиально наиболее простым решением является «классический» вариант — два одинаковых акустических агрегата, каждый из которых подключается к соответствующему каналу стереоусилителя и воспроизводит весь звуковой диапазон. Требуемое расстояние между обеими группами громкоговорителей зависит от размеров помещения и удаленности слушателей. В небольших комнатах (площадью около 15 *м*²), например, стереофонический эффект еще сохраняется при ширине базы 1,2—1,5 *м*.

Такая система сравнительно дорога и громоздка, так как для хорошего воспроизведения басов ящики, в которых установлены громкоговорители, должны иметь большие габариты. Однако ее удается существенно упростить благодаря тому, что ухо различает направленность звука лишь на частотах выше 300 *гц* и, следовательно, низкие частоты не имеет смысла воспроизводить двухканально. Это не означает, разумеется, что невозможно определить на слух направление звучания таких музыкальных инструментов, как контрабас. Излучаемые им звуки представляют собой не периодическое колебание одной частоты, а сложный колебательный процесс и возникающие при этом гармоники позволяют четко определять местоположение контрабаса в оркестре.

В упрощенной акустической системе стереофонического звучания низшие звуковые частоты воспроизводятся одноканально через общий громкоговоритель, на который поступают сигналы обоих каналов. Средние и высшие частоты, в том числе и гармоники басовых инструментов, поступают на раздельные для каждого канала громкоговорители. Частота раздела выбирается обычно в области 250—300 *гц*.

Разделение спектра частот между низкочастотным и высокочастотными громкоговорителями не является, вообще говоря, новой проблемой. Но в отличие, например, от систем объемного звучания, где частота раздела лежит в области 1 500—3 000 *гц* и к величине затухания в области запирания не предъявляются большие требования, в стереофонических устройствах разделение спектра осуществляется на более низкой частоте и весьма важно, чтобы в общем канале басов частоты выше 300 *гц* в достаточной степени ослаблялись во избежание уменьшения эффективной ширины базы воспроизведения.

Достаточное затухание в области запирания обеспечивают фильтры (рис. 68). Из-за большой требуемой индуктивности обычно приходится применять дроссель L с сердечником. Диаметр провода для дросселя следует выбирать таким, чтобы потери мощности не превышали 10%. Сердечник должен быть достаточно большим, чтобы избежать захода в область насыщения кривой намагничивания сердечника и связанных с этим нелинейных искажений и сдвига частоты разделения.

При переходе на одноканальное воспроизведение дроссели замыкаются накоротко и на низкочастотный громкоговоритель поступает весь звуковой спектр от обоих каналов.

Следует иметь в виду, что, помимо снижения стоимости стереоаппарата, разделение спектра частот обеспечивает также уменьшение интермодуляционных искажений, которые возникают в широкополосных громкоговорителях.

В иностранной технической литературе утверждают, что достаточно хорошее стереофоническое воспроизведение может быть получено практически в любом жилом помещении, если выполнять некоторые основные правила. Одно

из них гласит, что оптимальное расстояние слушателя от линии соединения боковых громкоговорителей должно быть равно расстоянию между этими громкоговорителями. Расстояние между громкоговорителями определяет ширину базы воспроизведения: чем шире база, тем полнее у слушателя иллюзия, будто он находится в концертном зале. Как правило, в небольших комнатах для расширения базы громкоговорители следует устанавливать по углам.

Другое требование для системы, в которой в каждом канале используется по одному вынесенному громкоговорителю, заключается в том, что слушатель должен находиться на средней оси между обоими громкоговорителями, т. е. на одинаковом расстоянии от них. Естественно, в небольших помещениях эти расстояния малы. Этими правилами следует руководствоваться при расстановке громкоговорителей в помещениях любой формы. В частности, в комнате неправильной формы (рис. 69) громкоговори-

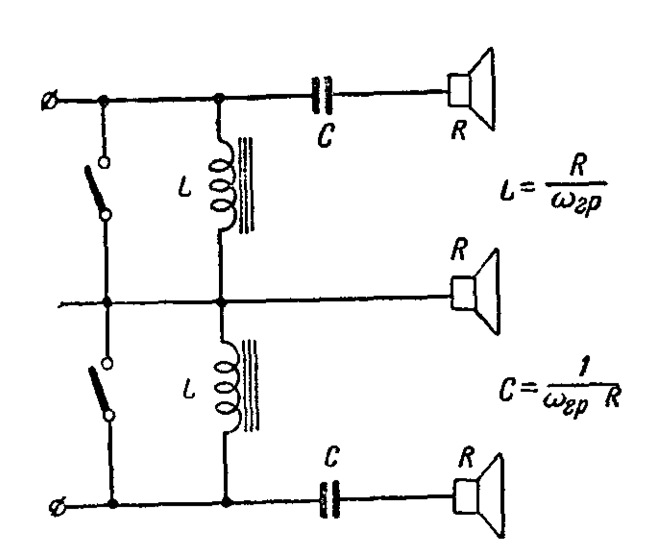


Рис. 68. Схема разделительных фильтров для подключения к стереоусилителю общего низкочастотного громкоговорителя и двух разнесенных высокочастотных громкоговорителей.

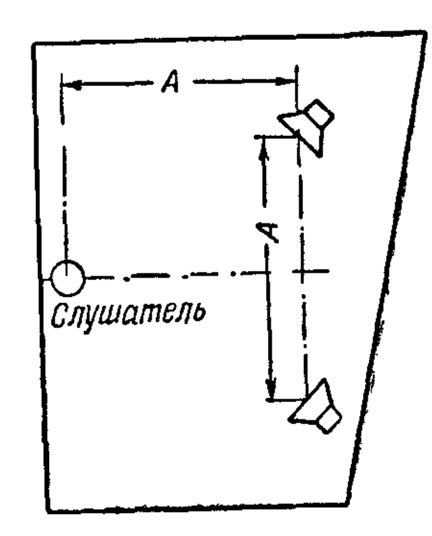


Рис 69. Расположение высокочастотных громкоговорителей для стереофонического воспроизведения в комнате непрямоугольной формы.

тель не устанавливают в отдаленном углу, а располагают так, чтобы расстояние от слушателя, находящегося на средней оси, до каждого из громкоговорителей было одинаковым. В свою очередь расстояние между громкоговорителями A выбрано таким, чтобы слушатель мог расположиться на таком же расстоянии A от линии их соединения.

Улучшение стереоэффекта в больших помещениях обусловлено тем, что по своим акустическим свойствам они ближе к концертным залам. Важную роль играет громкость воспроизведения: чем ближе она к оригинальному уровню, тем больше эффект воспроизведения.

Необходимо также следить, чтобы между слушателем и громкоговорителями не находились мебель или другие предметы, которые вызывают особенно заметное ослабление высших звуковых частот и вследствие этого сужение эффективной базы воспроизведения. С этой точки зрения необходимо выбирать и высоту установки вынесенных громкоговорителей. Иллюзия стереофонического восприятия возрастает, когда громкоговорители не видны. Но драпировочная ткань, гардины и т. п. должны быть достаточно тонкими, чтобы они не вызывали затухания звуковых частот.

Как видно из рис. 70, стереофоническое восприятие музыки при одном высокочастотном громкоговорителе в каждом канале имеет место лишь в пределах небольшой

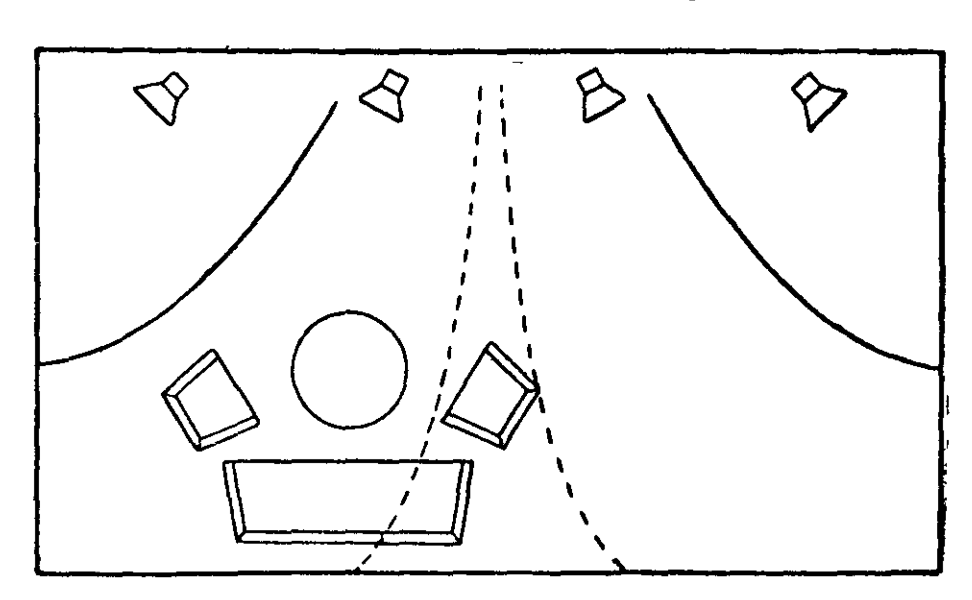


Рис. 70. Зоны оптимального стереоэффекта для помещения без отражений при одном (штриховые линии) и при двух (сплошные линии) высокочастотных громкоговорителях в каждом канале.

площадки, ограниченной двумя гиперболами, в фокусах которых расположены громкоговорители. Благодаря отражениям от стен комнаты область стереоэффекта расширяется и становится достаточной для небольших помещений с малым числом слушателей.

Значительного расширения области стереоэффекта можно добиться путем применения в каждом канале нескольких громкоговорителей средних и высших частот

(рис. 70). В этом случае можно не выполнять требование, чтобы слушатель находился на средней оси между громкоговорителями. Перемещение слушателя в пределах зоны стереоэффекта вызывает такое же изменение восприятия, как соответствующие его передвижения в концертном зале. При уходе за пределы этой зоны звук прослушивается преимущественно из правого или левого канала и стереофоническое восприятие теряется.

Направление излучения громкоговорителей и распределение мощностей между ними следует выбирать экспериментальным путем так, чтобы получить наибольшую зону хорошего стереоэффекта при достаточной ширине базы. Чем больше влияние крайних громкоговорителей, тем больше база воспроизведения, но тем меньше площадь зоны стереоэффекта. Путем небольшого изменения направления излучения громкоговорителей можно компенсировать асимметрию акустических свойств помещения и соответствующим образом сдвигать ось зоны стереоэффекта.

Правильность установки акустической системы и получаемый стереоэффект контролируются с помощью специальных стереофонических тестпластинок на слух, а при отсутствии таких пластинок — путем прослушивания оркестрового произведения. Необходимо проверить правильность подключения каналов (не перепутаны ли между собой левый и правый каналы), одинаковость уровней в обоих каналах, границы зоны оптимального стереоэффекта и т. п. Все громкоговорители должны быть включены в фазе. Неправильное включение ведет к «размытой» локализации отдельных инструментов. Фазировку громкоговорителей можно проверить с помощью батареи по направлению отклонения диффузора.

По многим вопросам, связанным со стереофоническим воспроизведением звука (одноканальное или двухканальное воспроизведение басов, типы и расположение акустических систем, необходимая ширина базы и т. п.), нет еще единства мнений, и поле деятельности экспериментатора обширно. Большое разнообразие решений существует и в построении самого усилителя низкой частоты и в способах коммутации при переходе с двухканального режима на одноканальный. В большинстве случаев и при монофоническом воспроизведении используются оба оконечных каскада либо в двухтактном режиме, либо в параллельном включении.

В схеме на рис. 71 разделение полосы частот и сложение басов обоих каналов осуществляются в анодной цепи

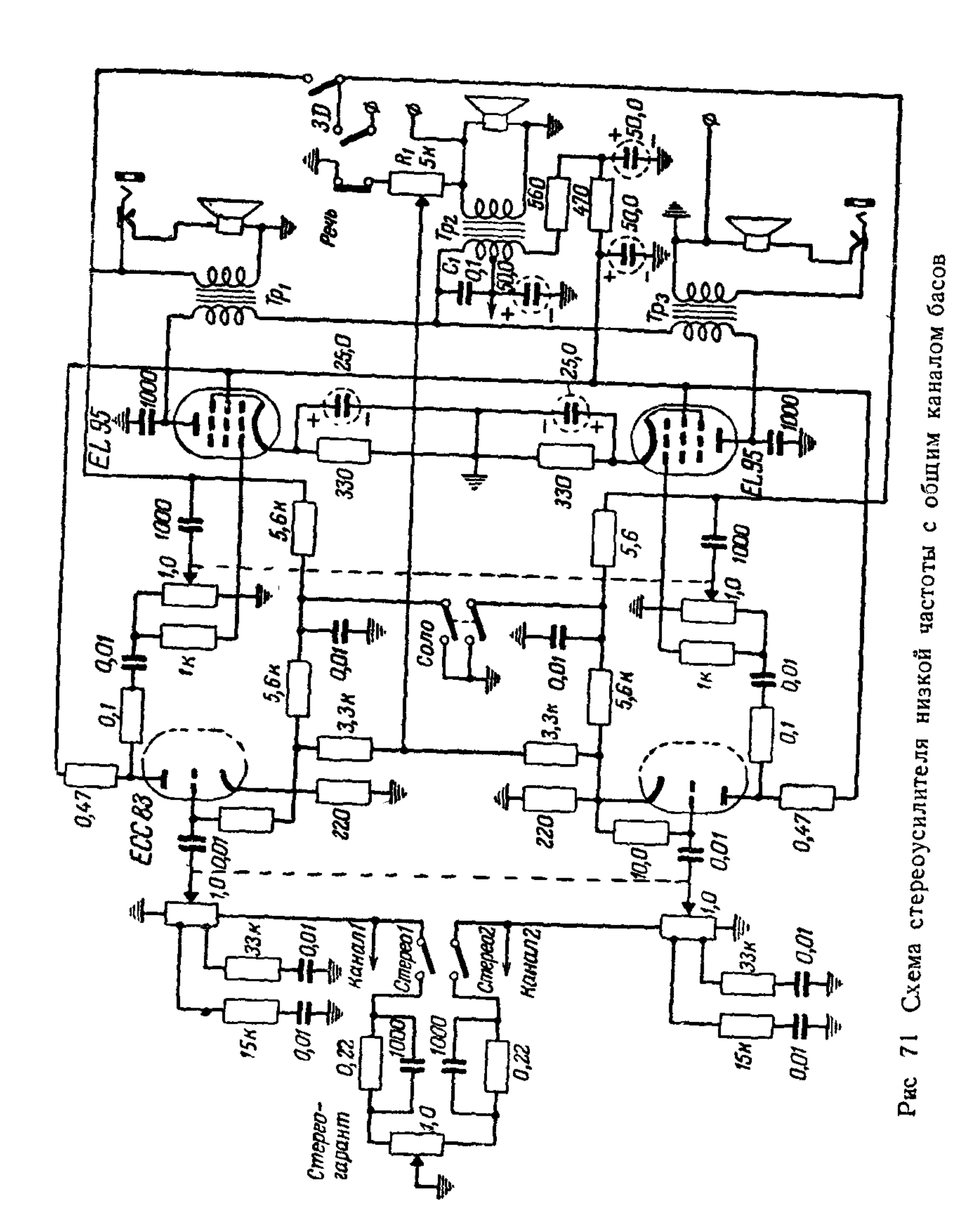


Рис 71 Схема стереоусилителя низкой частоты с общим каналом басов

оконечных ламп с помощью выходных трансформаторов. Благодаря наличию отдельного трансформатора нижних частот Tp_2 исключается возможность появления интермодуляционных искажений в трансформаторах и упрощается конструкция последних. Граничная частота для обоих высокочастотных трансформаторов Tp_1 и Tp_3, равно как и для низкочастотного трансформатора с подключенным к нему конденсатором C_1, составляет около 300 *гц*. На частотах от 500 *гц* до 10 *кгц* в усилителе обеспечивается переходное затухание не меньше 30 *дб*.

Регулировка тембра по низшим частотам здесь осуществляется одним потенциометром R_1 путем изменения глубины отрицательной обратной связи с низкочастотного выходного трансформатора на лампы предварительного усиления. Высокочастотный регулятор тембра выполнен в виде сдвоенного потенциометра.

При нажатии клавиши *3D* оба канала работают в параллельном включении и подключается дополнительный громкоговоритель объемного звучания.

Авторы схемы утверждают, что она обеспечивает заметный стереоэффект в приемнике настольного типа при расстоянии между высокочастотными громкоговорителями 50—60 *см*. В то же время предусмотрена возможность расширения базы воспроизведения и значительного повышения стереофоничности звучания путем подключения вынесенных громкоговорителей средних и высших частот. При неполном введении штеккеров в гнезда одновременно включены и вынесенные и встроенные громкоговорители; при полностью вставленных штеккерах внутренние громкоговорители отключаются.

На входе усилителя при нажатии клавиши *Стерео* включается балансный регулятор Стерео-гарант, который позволяет изменять уровни в каналах для получения оптимального стереофонического звучания.

Регуляторы баланса играют важную роль в получении стереофонического эффекта и применяются в подавляющем большинстве стереоустройств. Они служат для «уравновешивания» и симметрирования звучания обоих каналов. Источники асимметрии по тракту запись — воспроизведение могут быть различные. Неодинаковость микрофонов, усилителей и обеих систем рекордера на стороне записи приводит к различиям в уровнях записи в двух каналах грампластинки. Разбросы между сопротивлениями сдвоенных регуляторов громкости и тембра, между системами стереозвукоснимателя, усилителями и акустическими системами каналов — все это может привести к искажению стереофонического характера звучания.

Особо важную роль регуляторы баланса играют в случае несимметричных акустических систем (например, система приемник — вынесенный высокочастотный громкоговоритель), а также при асимметрии акустических свойств помещения, обусловленной отражательной способностью стен, расстановкой мебели, расположением слушателей. Балансные регуляторы позволяют путем изменения усиления в каналах сдвигать акустическую ось области оптимального стереоэффекта так, чтобы она проходила через точку прослушивания.

Используются различные схемы включения стерео-гаранта (регулировка усиления в одном или обоих каналах, на входе усилителя или в других точках схемы, во всем диапазоне частот или только на средних и высших частотах в цепи отрицательной обратной связи). Пределы изменений усиления ±6 *дб*, как правило, достаточны. Удобно осуществлять регулировку баланса дистанционно с места прослушивания.

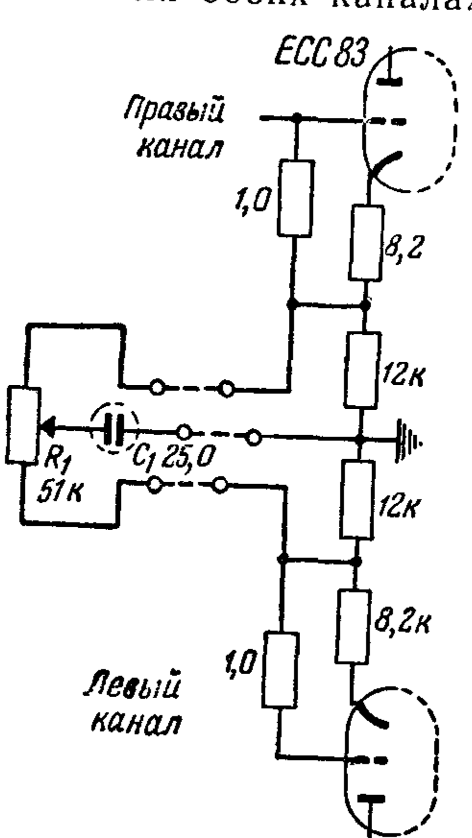


Рис 72 Схема включения дистанционного регулятора баланса.

Сравнительно простая схема дистанционной регулировки баланса приведена на рис. 72. Каскады предварительного усиления с отрицательной обратной связью по току, работающие на двух триодах лампы ЕСС 83, включены между входом стереозвукоснимателя и регуляторами громкости. Назначение этих каскадов заключается в том, чтобы поднять напряжения звукоснимателей до уровня напряжений, получаемых на детекторах при радиоприеме. Пульт дистанционной регулировки баланса, содержащий потенциометр R_1 и электролитический конденсатор C_1, подключается параллельно части сопротивлений отрицательной обратной связи. В зависимости от положения регулятора конденсатор полностью или частично шунтирует эти сопротивления, что приводит к изменению усиления в каналах.

Стереофоническое радиовещание и методы приема. До
самого последнего времени стереофоническая передача
звука была лишь предметом экспериментов, а в некоторых
случаях — дополнением к широкоэкранным фильмам.

Теперь это положение изменилось. Началось интенсив-
ное развитие в области стереофонических звуконосителей
(грампластинок и магнитофонных лент). Можно ожидать
что в ближайшие 2—3 года стереогрампластинки получат
всеобщее распространение.

Уже первые опыты со стереофоническими грампластин-
ками показали, что каждый человек, который хотя бы
1 раз прослушал стереозапись, становится ее сторонником;
Но ведь нет никаких оснований полагать, что меньший ин-
терес будет проявлен к стереофоническому радиовеща-
нию. Наоборот, владельцев радиоприемников значительно
больше, чем владельцев проигрывателей, и необходимо
обеспечить им наилучшее технически достижимое ка-
чество воспроизведения.

Двухканальное радиовещание может быть также ис-
пользовано для передачи программ на двух языках, что
имеет особое значение для национальных республик и об-
ластей нашей страны.

Исследования со стереофоническим радиовещанием на-
чались еще в 20-х годах. В какой-то степени развитие
в этой области шло параллельно исследованиям в обла-
сти записи стереосигналов на грампластинки. Подобно
тому, как на грампластинках обе информации первона-
чально располагали в двух отдельных канавках, так пер-
вые опытные радиовещательные передачи были осуществле-
ны через два раздельных передатчика и, подобно со-
временным двухкомпонентным методам записи стереосиг-
нала в одной канавке грампластинки, сейчас разработаны
методы двойной модуляции одного передатчика.

Система стереофонического радиовещания с двумя пе-
редатчиками (т. е. с двумя совершенно раздельными кана-
лами от микрофона до громкоговорителя) имеет два
основных недостатка: 1) такая система требует двойных
затрат по всему тракту и 2) она не обеспечивает совме-
стимости с обычными радиоприемниками. Проблема сов-
местимости заключается здесь в том, что необходимо
обеспечить возможность нормального приема стереофони-
ческих радиовещательных передач на обычный приемник
(разумеется, в моноуральном звучании). В то же время
стереоприемник должен принимать обычные одноканаль-
ные радиопередачи. В системе с двумя передатчиками, из

которых один модулируется левым звуковым каналом (звуковая информация, воспринятая левым микрофоном), а другой — правым, прием одного передатчика на обычный приемник дает «неуравновешенное» и плохое звучание

Эти обстоятельства и в первую очередь высокая стоимость, связанная с необходимостью второго радиоприемника у потребителя, заставляют считать такого рода системы бесперспективными.

В настоящее время предложен ряд методов стереофонического радиовещания, основанных на применении двойной модуляции одной несущей. Одним из наиболее широко известных является метод Кросби. Блок-схема системы стереофонического радиовещания, выполненной по этому методу, изображена на рис. 73. Сигналы от двух микрофо-

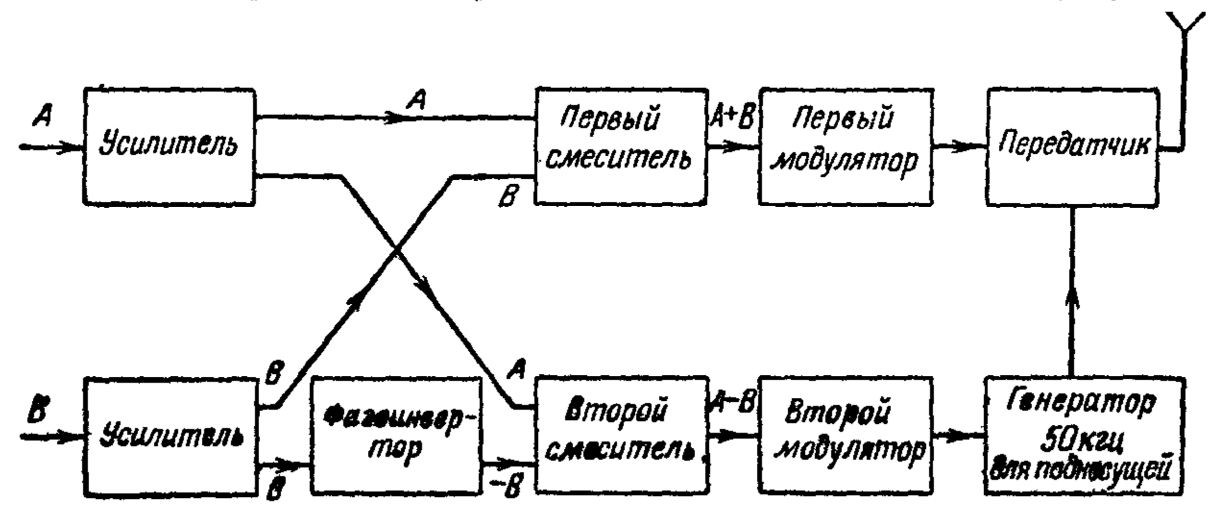


Рис 73. Блок-схема системы стереофонического звучания по методу Кросби.

нов или других источников усиливаются и складываются в фазе в первом смесителе, так что получают суммарный сигнал $A+B$, которым непосредственно осуществляется частотная модуляция несущей передатчика. Этот сигнал ничем не отличается от моноурального сигнала и принимается обычным УКВ радиоприемником (для стереофонии предполагается прежде всего использование УКВ ЧМ вещания, поскольку лишь здесь может быть обеспечена передача высококачественных программ).

Таким образом, метод Кросби полностью решает проблему совместимости и обеспечивает полноценное моноуральное звучание. В то же время на выходе фазоинверсного каскада получают сигнал B и после второго смесителя — разностный сигнал $A-B$, который и дает собственно стереоинформацию. Разностным сигналом осуществляется частотная модуляция поднесущей 50 *кгц*, и

полученным напряжением сложной формы осуществляется повторная частотная модуляция основной несущей.

Максимально допустимая девиация частоты передатчика ±75 *кгц* распределяется поровну между обоими сигналами. Это означает, что основная несущая от каждого из сигналов $A+B$ и $A-B$ в отдельности может быть модулирована с максимальной девиацией ±37,5 *кгц*. При моноуральном (обычном) приеме такой передачи, когда используется только сигнал $A+B$, из-за вдвое меньшей девиации амплитуда звукового сигнала также вдвое меньше.

Использование суммарного $(A+B)$ и разностного $(A-B)$ сигналов для модуляции несущей и поднесущей вместо первоначальных сигналов A и B обеспечивает совместимость метода Кросби. Однако при стереофоническом приеме этой передачи, т. е. приеме на стереоприемник, необходимо, по-видимому, восстановить первоначальные сигналы A и B, чтобы обеспечить естественно верное пространственное распределение звучания. Это может быть сделано, например, путем электрического сложения сигналов $(A+B)+(A-B)=2A$ и их вычитания $(A+B)-(A-B)=2B$, что и дает первоначальные информации A и B.

На рис. 74 показана блок-схема сравнительно простой приставки к обычному УКВ приемнику, с помощью которой осуществляются прием стереофонических радиовещательных программ по методу Кросби и преобразование сигналов $A+B$ и $A-B$ в первоначальные сигналы A и B.

В верхний (по схеме) канал наряду с сигналом $A-B$ просачивается и сигнал $A+B$, для подавления которого применяется фильтр верхних частот, не пропускающий частоты ниже 20 *кгц*. Фильтр нижних частот подавляет шумы в области выше 75 *кгц*.

Метод Кросби позволяет, таким образом, с одним передатчиком передавать две раздельные информации без увеличения ширины полосы частот. Но уже из общих соображений ясно, что передача большего количества информации требует каких-то дополнительных затрат.

В системе Кросби во втором канале содержится очень много информации и требуемая мощность сигналов примерно одинакова в обоих высокочастотных каналах. Следовательно, если для совместного стереосигнала нужно получить такую же громкость приема, как и для моноурального сигнала, то общая мощность излучения должна быть увеличена вдвое. Вообще требуемая дополнительная

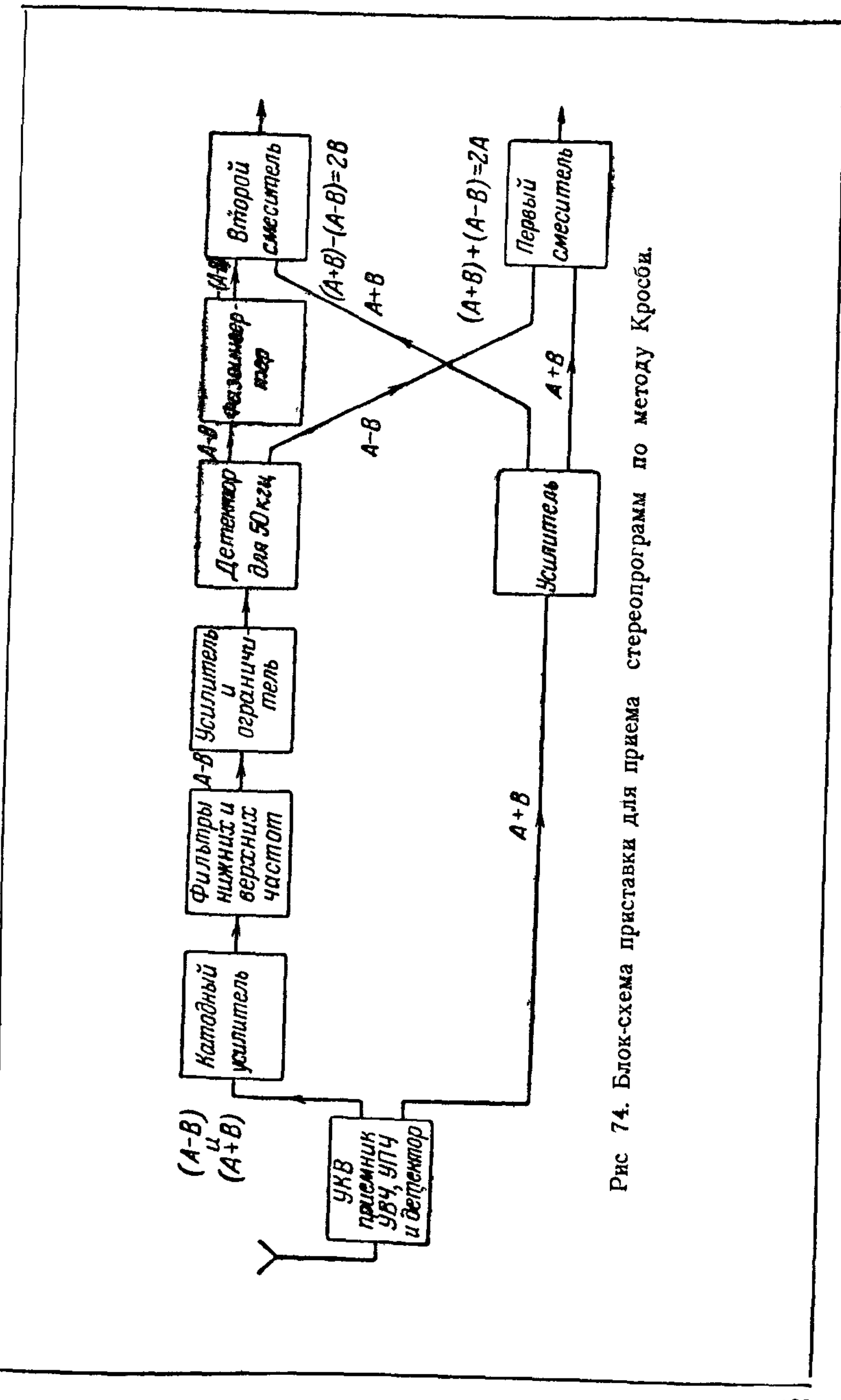


Рис 74. Блок-схема приставки для приема стереопрограмм по методу Кросби.

по сравнению с одноканальной системой мощность тем больше, чем больше информации содержится во втором высокочастотном канале.

В связи с этим разработан ряд методов, при которых непосредственно звуковая информация передается по основному высокочастотному каналу (частотная модуляция несущей), а по двум дополнительным узкополосным каналам передается только информация об интенсивности сигналов. При одном из этих методов основная несущая модулируется по частоте суммарным сигналом обоих низкочастотных каналов $(A+B)$. Второй канал создается с помощью поднесущей, которая модулируется по амплитуде информацией, говорящей лишь о соотношении интенсивностей, громкостей в обоих низкочастотных каналах. Ширина полосы амплитудно-модулированной поднесущей не превышает 100 *гц*. Если в системе Кросби требуется увеличить излучаемую мощность вдвое (на 6 *дб*), то здесь ее необходимо увеличить лишь на 2 *дб*. Ширина полосы, как и для системы Кросби, не возрастает по сравнению с моноуральной системой, но при этом получаются сравнительно большие затраты в студии на выделение соответствующей информации (соотношение интенсивностей).

В СССР для стереофонического радиовещания предложена отечественная система с полярной модуляцией. Основным преимуществом ее перед зарубежными системами являются предельная простота и дешевизна приемного устройства.

Принцип системы стереовещания с полярной модуляцией заключается в том, что напряжение поднесущей частоты модулируется двумя напряжениями с низкочастотными информациями таким образом, что верхние полупериоды напряжения поднесущей частоты модулируются одним напряжением, а нижние полупериоды — другим. Полярно-модулированным напряжением поднесущей частоты модулируется в свою очередь несущая частота передатчика.

Для приема стереофонических радиопередач с полярной модуляцией может быть использован обычный приемник, дополненный простой приставкой (рис. 75). После обычного детектирования в дробном детекторе приемника с УКВ диапазоном выделяется полярно-модулированное напряжение поднесущей частоты, которое поступает на вход приставки. Предварительно усиленное в первом каскаде приставки напряжение поднесущей частоты с выхода катодного повторителя поступает на два детектора.

Детекторы включены в противоположной полярности, благодаря чему они и осуществляют разделение каналов.

В случае приема стереофонической передачи выход одного детектора подключается ко входу усилителя низкой частоты в приемнике, а выход второго детектора — ко входу дополнительного усилителя низкой частоты с акустической системой. Подключаясь к одному или другому детектору, можно выделять из двухречевых программ нуж-

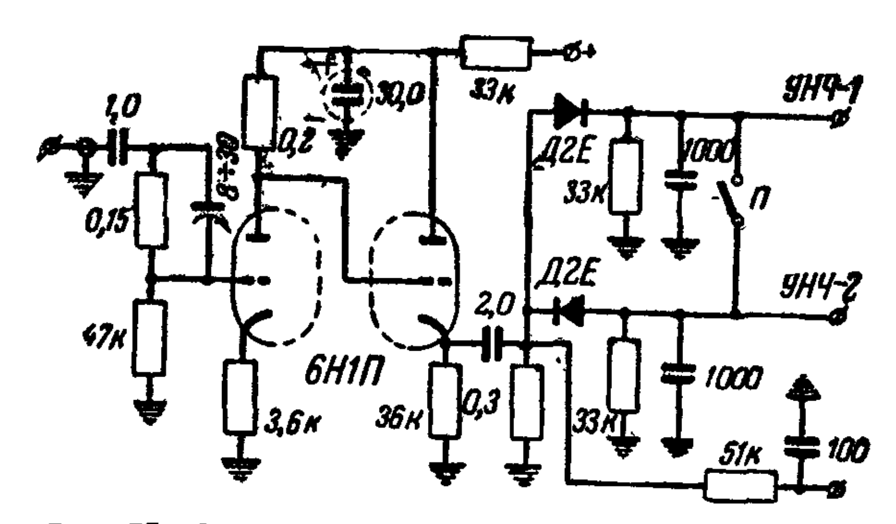


Рис 75. Схема приставки для приема стереофонических радиовещательных программ по методу полярной модуляции.

ную информацию. Наконец, для одноканального приема стереофонической программы необходимо замкнуть переключатель *П*, включающий оба детектора на вход основного усилителя низкой частоты.

Для подключения приставки к приемнику удобно на задней стенке последнего укрепить семиштырьковую ламповую панельку, лепестки которой соединяются с соответствующими точками схемы (выход частотного детектора, вход усилителя низкой частоты, напряжения накала и анодного питания, заземление).

При приеме передач с полярной модуляцией требуемая ширина полосы пропускания приемника возрастает на 25% по сравнению в обычным приемником. В то же время эта система удовлетворяет высоким требованиям в отношении переходного затухания, частотных и нелинейных искажений.

Опытное стереофоническое радиовещание по системе с полярной модуляцией уже проводится в Москве и Ленинграде.

Следует еще упомянуть о системе стереофонического радиовещания для передатчиков с амплитудной модуляцией,

разработанной фирмой RCA (США). Здесь каждая из боковых полос АМ передатчика содержит информацию одного канала. При приеме на одноканальный приемник детектирование осуществляется обычным образом; качество воспроизведения получается высокое. В стереоприемнике после усилителя промежуточной частоты включается селектор боковых полос, который разделяет оба боковых канала, и дальнейшее детектирование и усиление осуществляются по раздельным каналам.

Предстоит провести еще большую работу как по уточнению каждого метода в отдельности, так и по окончательному выбору наиболее рационального из них. При решении проблемы стереофонического радиовещания в первую очередь необходимо учитывать интересы радиослушателей и в этом отношении наиболее перспективной пока является система с полярной модуляцией.

Очевидно, началу регулярного стереофонического радиовещания и выпуску стереоприемников должно предшествовать международное соглашение об единой стандартной системе. В настоящее время исследования в области стереофонического вещания продолжаются.

Технические проблемы стереофонического звуковоспроизведения и радиовещания решены еще далеко не полностью. Предметом обсуждения и оживленных дискуссий является также и вопрос о значении стереофонии, о перспективах ее развития и внедрения. Наилучшим образом воссоздает оригинальную структуру звукового поля биноуральная система передачи, в каждом канале которой используется телефонная трубка, чтобы на каждое ухо слушателя подавать различные по информации сигналы. Но такая система очень неудобна в эксплуатации и практического распространеиия не получила.

При стереофонической системе звуковоспроизведения, в каналах которой используются громкоговорители, передаваемое звуковое поле искажается за счет отражений и акустических свойств помещеиия, где происходит воспроизведение. Тем не менее благодаря тому, что для локализации источника звука важна первичная звуковая волна, а запаздывающие отраженные волны влияют только на громкость и тембр звучания, стереофоническая система правильно воссоздает пространственную картину звучания.

Накопившийся опыт эксплуатации стереофонических устройств не оставляет сомнения в том, что стереофония действительно является громадным шагом вперед в технике звуковоспроизведения и радиовещания, в деле максимального приближения звучания к естественному.

Стереофония зарекомендовала себя не только для передачи оркестровых, хоровых и т. п. музыкальных программ. В одном из опытов было, например, установлено, что при монофонической передаче одновременного разговора четырех собеседников в лучщем случае можно разобрать лишь отдельные слова или обрывки фраз. При стереофонической же передаче этого разговора можно полностью следить за ходом беседы.

Установлено, что большинство слушателей предпочитает стереофоническое воспроизведение музыки с шириной полосы 6 *кгц* монофоническому звучанию с шириной полосы 10 *кгц*. Стереофоническое воспроизведение позволяет расширить динамический диапазон, так как допустимая громкость звучания, не вызывающая утомления, оказывается большей, чем в монофонических системах. Некоторые утверждают, что при стереофоническом воспроизведении нелинейные искажения становятся менее заметными.

Оценивая ближайшие перспективы распространения стереофонии, необходимо иметь в виду наличие у населения огромного количества одноканальных радиоприемников и проигрывателей. В ряде случаев их можно будет дополнить и переделать для стереофонического воспроизведения, но значительную часть аппаратов придется вообще признать непригодными для стереофонии. Стоимость стереофонических устройств, как правило, будет на 30—50% выше стоимости одноканальных аппаратов. С другой стороны, имеется большое количество ценных записей прославленных исполнителей на одноканальных пластинках. от которых слушатель не захочет отказаться.

Эти обстоятельства, равно как и ряд других, будут, вероятно, стимулировать дальнейшее совершенствование и монофонических систем звуковоспроизведения и несколько сдерживать внедрение стереофонии.

ГЛАВА ПЯТАЯ

ЭКСПЛУАТАЦИОННЫЕ УДОБСТВА

19. СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ

К новинкам в области конструирования радиовещательных приемников, направленным на повышение их технических показателей и облегчение управления приемником,

относятся устройства для автоматической подстройки частоты, автоматической настройки, регулировки характера звучания и дистанционного управления.

Правильная, точная настройка приемника на принимаемую станцию является, как известно, предпосылкой высокого качества звучания. При неточной настройке возникают искажения, а также уменьшается слышимость сигнала или вообще прекращается прием. В современных приемниках искажения становятся весьма заметными уже при расстройке ±500 *гц* на диапазонах ДВ, СВ и КВ.

Вспомогательным средством для правильной настройки приемника на частоту принимаемого сигнала служит индикаторная лампа (так называемый «магический глаз»), которая во многих случаях, особенно при узкой полосе пропускания приемника, позволяет обеспечить удовлетворительные результаты настройки. Однако индикаторная лампа не противодействует смещению настройки вследствие нестабильности частоты гетеродина приемника или передатчика. Это явление, которое особенно заметно на КВ и УКВ диапазонах, устраняется лишь с помощью системы автоматической подстройки частоты (АПЧ). Одновременно система АПЧ облегчает и первоначальную настройку на станцию, которая может быть выполнена от руки в этом случае довольно грубо.

Принцип работы системы АПЧ, основанный на управлении частотой гетеродина супергетеродинного приемника, поясняется блок-схемой на рис. 76,*а*. Если разность между

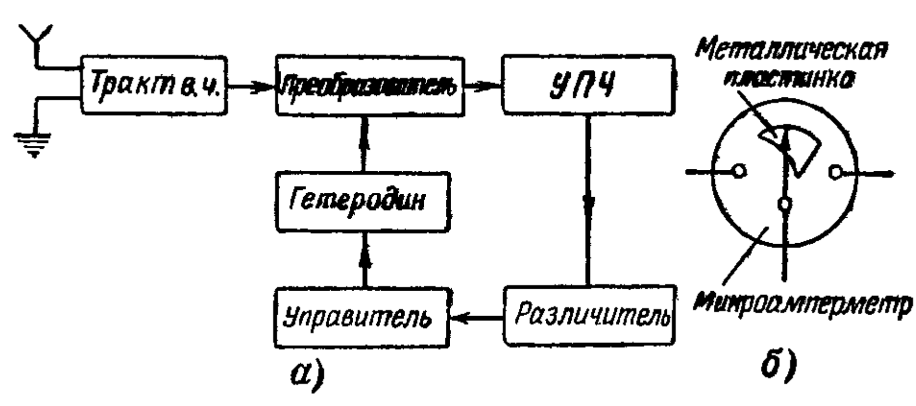


Рис. 76. Блок-схема системы автоматической подстройки частоты (*а*) и микроамперметр в качестве управителя в системе АПЧ (*б*).

частотами гетеродина приемника и сигнала $f_г—f_с$ не равна частоте настройки усилителя промежуточной частоты f_0 (частоте, соответствующей середине полосы пропускания), то система АПЧ так изменяет частоту гетеродина, чтобы разность $f_г—f_с$ приблизилась к частоте f_0.

Система АПЧ состоит из двух основных частей: различителя и управителя. Различитель реагирует на несовпадение $f_г—f_с$ с частотой настройки УПЧ f_0 и создает напряжение, величина и знак (фаза) которого пропорциональны величине и знаку этого несовпадения. При совпадении $f_г—f_с$ с f_0 выходное напряжение различителя равно нулю.

С выхода различителя напряжение поступает на управитель, который непосредственно воздействует на элементы настройки гетеродина и корректирует частоту в сторону ее уменьшения или увеличения в зависимости от знака (фазы) напряжения автоподстройки.

В качестве различителя обычно применяют фазовый дискриминатор или дробный детектор как уже используемые в приемнике для детектирования ЧМ сигнала, так и специально вводимые для АПЧ. В последнем случае целесообразно применять фазовый дискриминатор, поскольку чувствительность его выше, чем у дробного детектора.

В качестве управителя могут быть использованы различные устройства. В свое время весьма широко для этой цели применялась реактивная лампа, принцип работы которой хорошо известен и не нуждается в пояснениях. Реактивная лампа подключается параллельно контуру гетеродина В зависимости от величины и знака управляющего напряжения на сетке лампы изменяется эквивалентная индуктивность (емкость) лампы и вследствие этого изменяется частота настройки гетеродинного контура.

Эта схема дает вполне удовлетворительные результаты, однако она требует сравнительно больших затрат. Кроме того, в диапазоне УКВ, где реактивная лампа должна быть органически связана с гетеродинным контуром, применение ее затрудняется по конструктивным соображениям.

В то же время в диапазоне УКВ особенно важно иметь эффективную систему автоматической подстройки частоты, позволяющую реализовать высокое качество УКВ вещания. Расстройка приемника по отношению к сигналу из-за малой чувствительности индикаторной лампы, ухода частоты гетеродина при изменениях температуры и напряжения питания и т. п. может здесь составлять 50—100 *кгц*. Это вызывает появление нелинейных искажений и ухудшение подавления помех в виде паразитной амплитудной модуляции.

Для автоподстройки в диапазоне УКВ может быть использована простая система, удобная для встраивания в уже имеющийся приемник (рис. 76,*б*). В ней в качестве управителя используется микроамперметр, в котором под стрелкой устанавливается металлическая пластинка определенной формы. Эта пластинка служит статором конденсатора переменной емкости, а ротором является стрелка прибора. Последняя управляется постоянным напряжением с дробного детектора. Форма пластины некритична, так как остаточная погрешность настройки определяется крутизной S-образной характеристики дробного детектора и чувствительностью прибора. При отсутствии достаточно чувствительного прибора можно использовать миллиамперметр, предварительно усилив управляющее постоянное напряжение.

В настоящее время в УКВ диапазоне применяется диодная автоподстройка. Схемы, выполняемые на полупроводниковых диодах, сравнительно просты и обеспечивают достаточно точную настройку приемника на сигнал радиостанции. Полупроводниковые диоды имеют собственную емкость, величина которой в области запирания изменяется в зависимости от приложенного напряжения, причем с ростом запирающего напряжения емкость диода уменьшается. Это свойство и используется для автоматической подстройки частоты.

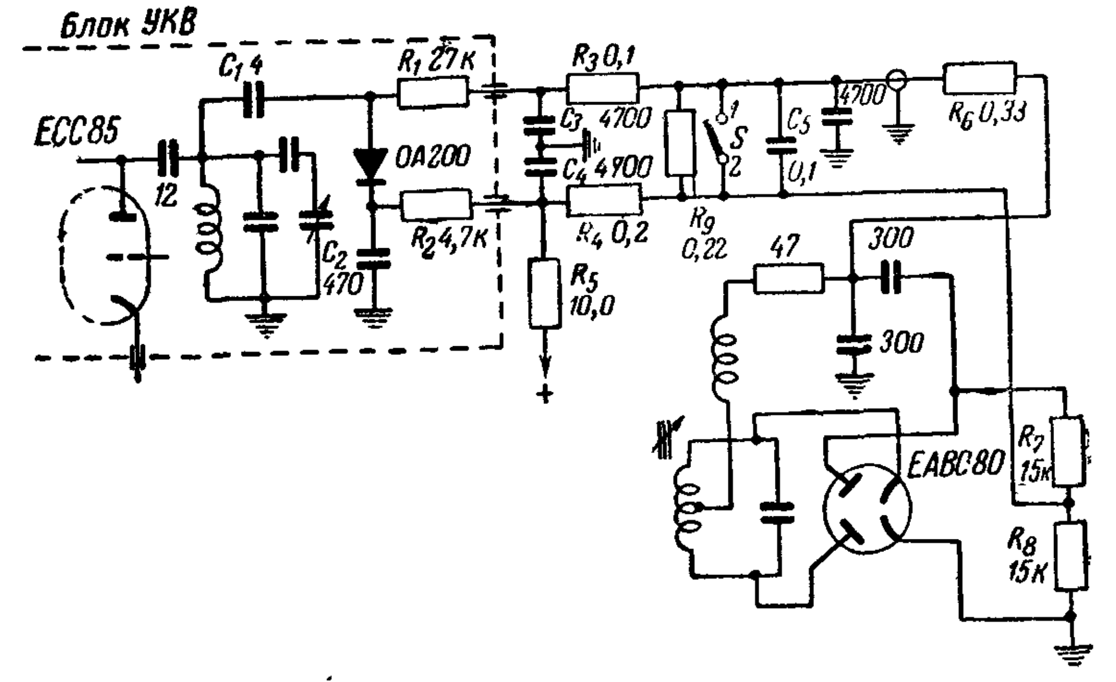


Рис. 77. Схема АПЧ с плоскостным диодом.

На рис. 77 представлена схема диодной АПЧ в УКВ диапазоне, а на рис. 78 показана характерная зависимость

емкости диода от величины запирающего напряжения. При изменении величины напряжения от —2 до —10 *в* емкость меняется от 3 до 5 *пф*. Кривая на рис. 78 относится к заграничному плоскостному кремниевому диоду типа OA200 с *n-p*-переходом, который обычно и применяется для АПЧ. Разброс по емкости у отдельных экземпляров диодов не имеет существенного значения, так как они перекрываются при первоначальной регулировке гетеродинного контура.

Помимо емкости, эквивалентная схема плоскостного кремниевого диода содержит также параллельное активное сопротивление. Величина этого сопротивления составляет сотни мегом и потому практически не вносит затухания в контур. Величина эквивалентного активного сопротивления уменьшается с ростом частоты и ограничивает область применения диодов в качестве управителя системы АПЧ до частот в сотни мегагерц.

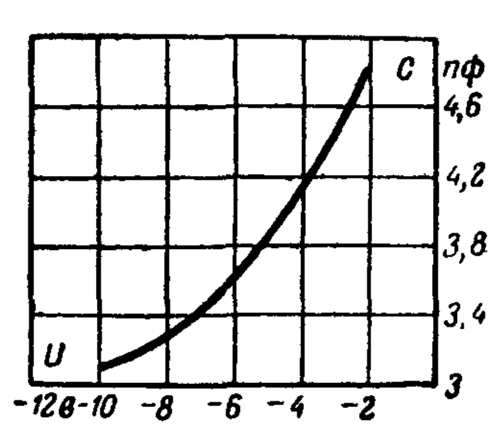


Рис. 78. Кривая зависимости емкости C запирающего слоя диода от приложенного напряжения U.

При столь большой величине сопротивления запирания на регулировку диода мощность практически не тратится и управляющее напряжение возможно подавать непосредственно с дробного детектора (см. рис. 77). Напряжение с электролитического конденсатора схемы дробного детектора для этой цели не может быть использовано, поскольку оно не реагирует на направление расстройки. Управляющее напряжение снимается между низкочастотным выходом детектора (перед корректирующей цепочкой) и средней точкой сопротивлений нагрузки; оно изменяется в соответствии со знаком и величиной расстройки.

Благодаря большому сопротивлению диода в направлении запирания цепочки фильтрации переменных составляющих напряжения R_6C_5, R_3C_3 и R_4C_4 могут быть выбраны высокоомными. Сопротивления R_1, R_2 и конденсатор C_2 предотвращают излучение напряжения частоты гетеродина проводами цепи управляющего напряжения. Рабочую точку диода стремятся выбирать при небольших напряжениях запирания на участке, где крутизна кривой изменения емкости имеет наибольшую величину. Однако в данной схеме этот участок нельзя использовать, так как

напряжение гетеродина и положительное управляющее напряжение, возникающее в случае расстройки в сторону более высокой частоты, могут в отдельные моменты вызвать отпирание диода и демпфирование гетеродинного контура. Поэтому с делителя R_5—R_4R_8 на диод поступает начальное напряжение смещения около 5 *в*. Оно обеспечивает работу диода в режиме запирания при любом знаке расстройки и предотвращает детектирование напряжения гетеродина.

Включенные последовательно с диодом конденсаторы C_1 и C_2 являются разделительными, а C_1 — одновременно и конденсатором связи. Емкость его выбирается такой, чтобы внести в гетеродинный контур минимальную начальную емкость и в то же время обеспечить достаточно большую крутизну изменения суммарной емкости контура в зависимости от управляющего напряжения.

Принцип автоматической регулировки частоты не допускает, чтобы подстройка осуществлялась абсолютно точно на сигнал, ибо в этом случае отсутствовало бы управляющее напряжение расстройки. Автоподстройка происходит до тех пор, пока в системе не устанавливается динамический баланс, соответствующий точке пересечения S-образной кривой дискриминатора и регулировочной кривой расстройки гетеродина (рис. 79). Действительно, если в точ-

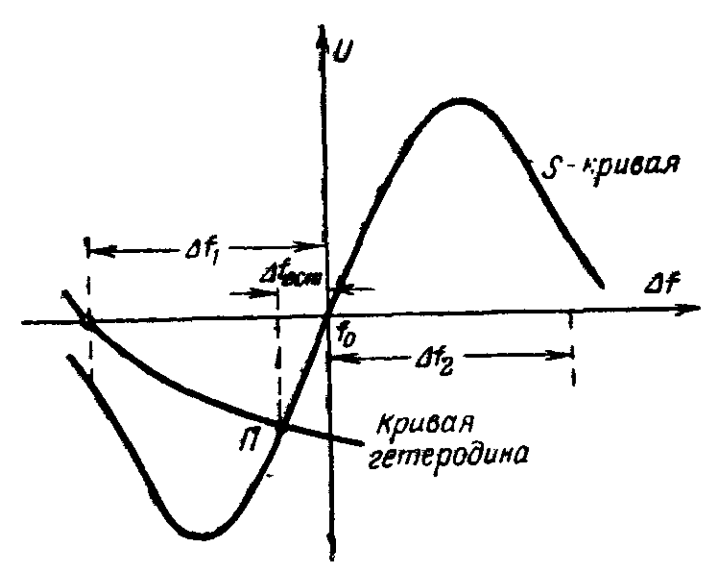


Рис. 79. Кривые, поясняющие процесс автоматической подстройки частоты.

ке *П* частота гетеродина в силу каких-либо причин возрастет, то уменьшится величина управляющего напряжения дискриминатора и общее напряжение запирания диода. В соответствии с графиком на рис. 78 емкость увеличится, а частота гетеродина уменьшится. Аналогичный процесс имеет место в случае уменьшения частоты гетеродина и в результате система также возвращается в точку *П*. Легко видеть, что при начальной расстройке гетеродина противоположного знака ($\Delta f_г$) существует симметричная точке *П* точка динамического баланса.

Остаточная погрешность подстройки системы АПЧ зависит от крутизны $S_д$ кривой дискримииатора (S-кривая) и крутизны $S_г$-кривой гетеродина. Она характеризуется коэффициентом подстройки $A=S_гS_д+1$. Коэффициент подстройки показывает, во сколько раз уменьшается первоначальная расстройка в результате действия системы АПЧ.

Крутизна регулировки гетеродина $S_г$ определяется следующим образом. Из графика иа рис. 78 видно, что при изменении запирающего напряжения на 1 *в* (в рабочей точке —5 *в*) емкость диода изменяется на 0,26 *пф*. С учетом емкости $C_1=4$ *пф* (см. рис. 77) и начальной емкости диода 3,9 *пф* емкость гетеродинного контура изменяется на 0,13 *пф/в*. Полагая общую емкость гетеродинного контура УКВ диапазона равной 20 *пф*, получаем относительное изменение емкости контура на 6,5%, или относительное измеиеиие частоты около 3%. При частоте гетеродина 80 *Мгц* крутизна ее регулировки составляет, следовательно, 240 *кгц/в*, т. е. 1 *в* управляющего напряжения изменяет частоту гетеродина на 240 *кгц*.

Крутизна кривой дискриминатора $S_д$ может быть принята для высокочувствительного приемника 0,06 *в/кгц*. Таким образом, $A=240\cdot0{,}06+1=15{,}4$. Например, при первоначальной настройке приемника на сигнал с ошибкой 100 *кгц* остаточная погрешность подстройки составит всего лишь 6,5 *кгц*.

Важной характеристикой системы АПЧ является максимальная шириа полосы, в которой еще осуществляется подстройка, так называемая область втягивания. Она зависит как от размаха и ширины S-кривой, так и от регулировочной характеристики диода. Область втягивания должна быть достаточно большой, чтобы обеспечить надежную работу АПЧ при расстройке приемника отиосительно принимаемого сигнала. В то же время ширина ее не должна быть больше расстояния между двумя соседними каналами, так как иначе мощная соседняя станция может «захватить» систему АПЧ и «увести» настройку приемника с более слабого прииимаемого сигнала.

Для ограничения ширины области втягивания до $\pm(100\div300)$ *кгц* применяются различные схемы. В част-

ности, в схеме на рис. 77 для этой цели служит сопротивление R_9, включенное параллельно управляющему напряжению. Естественно, что оно не только ограничивает максимальную величину расстройки, которую система АПЧ еще в состоянии компенсировать, но и ухудшает крутизну регулировки и точность подстройки вообще. От этого недостатка свободны другие, более сложные схемы ограничения полосы АПЧ.

Во время перестройки с одной станции на другую система АПЧ продолжает поддерживать настройку на предыдущую станцию. Создаваемое при расстройке напряжение сдвигает частоту гетеродина, в результате чего продолжается прием последней и делается невозможным прием близкого соседнего сигнала. Этот процесс слежения длится до тех пор, пока не исключается возможность пересечения кривых на рис. 79.

Ограничение полосы АПЧ одновременно уменьшает и нежелательное явление затягивания частоты гетеродина. Однако иногда предусматриваются специальные контакты выключения системы АПЧ (контакты S на рис. 77), замыкающие подаваемое на диод управляющее напряжение. Поскольку контакты системы выключения АПЧ должны замыкаться только во время настройки приемника, конструктивно удобно выполнить их в соответствии с рис. 80. Здесь в ручке настройки предусмотрены три вы-

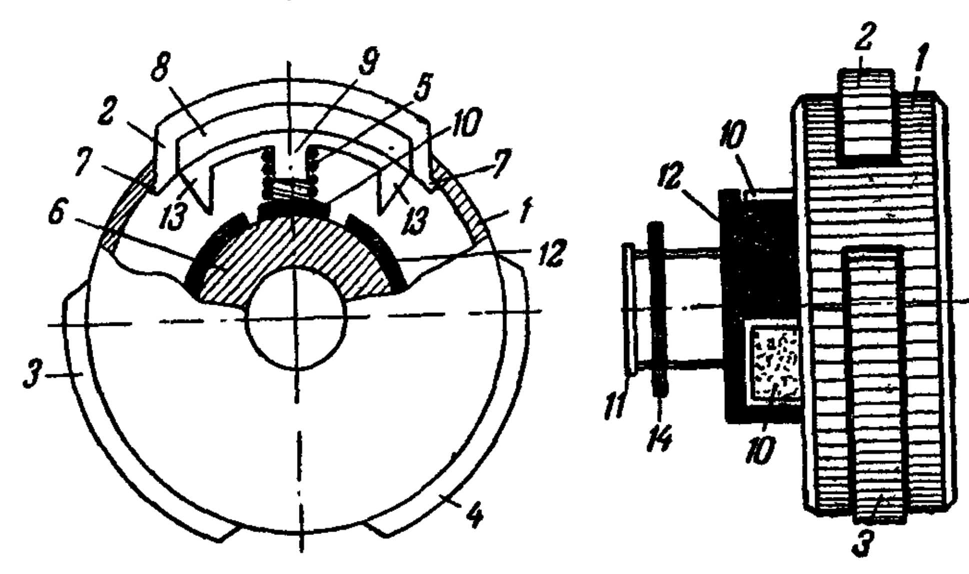


Рис. 80. Конструкция ручки настройки приемника, обеспечивающая выключение АПЧ.

реза, в которые вставляются сегментные секции *2*, *3* и *4*. Каждый из сегментов прикреплен к металлической полоске *9* с двумя контактными выступами *13*. Положение

сегментов фиксируется пружинами *5*. При вращени ручки настройки достаточно легкого нажатия пальцев, чтобы выступы *13* замкнулись на контактный ободок *12*. Так как токосъемные кольца *11* и *14* соединены с одной стороны с деталями *10* и *12*, а с другой стороны с контактами *1* и *2* схемы, цепь управляющего напряжения оказывается отключенной. Надежность коммутации обеспечивается параллельным включением всех трех сегментов. После отпускания ручки настройки цепь размыкается под действием пружин *5*.

От схем АПЧ на плоскостных диодах с управляемой емкостью запирающего слоя следует отличать схемы на более доступных точечных полупроводниковых диодах с управляемым углом отсечки тока (рис. 81). Емкость за-

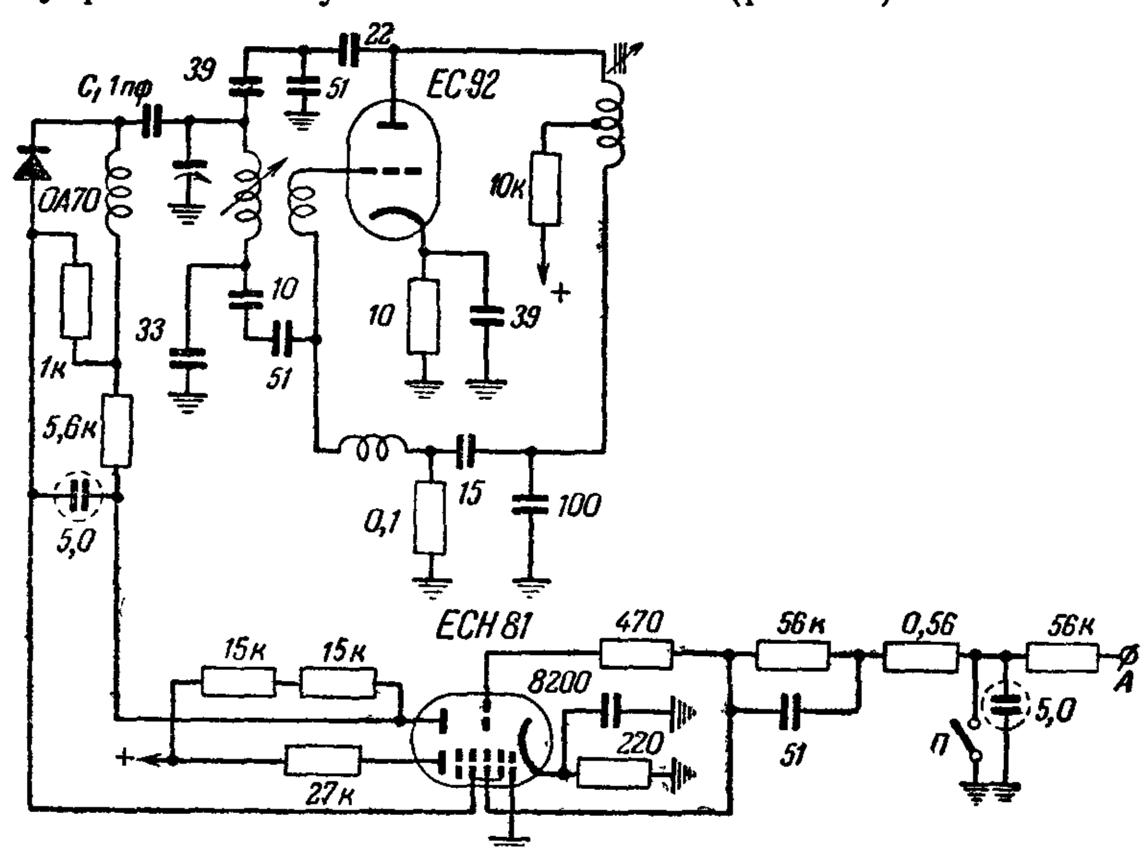


Рис. 81. Схема АПЧ на точечном диоде с двухтактным усилителем постоянного тока. Зажим *A* подключается к выходу дробного детектора.

пирающего слоя в точечном диоде изменяется мало, и здесь используется зависимость сопротивления диода от величины протекающего через него постоянного тока. Диод и последовательно включенная с ним емкость (или индуктивность) подсоединяются параллельно колебательному контуру гетеродина. В зависимости от величины сопротивления диода конденсатор C_1 в большей или меньшей мере влияет на настройку контура.

Принципиально для этой цели может быть использована и индуктивность. Однако в этом случае небольшие изменения емкости диода, которые имеют здесь место, противодействуют изменениям эквивалентной индуктивности, вносимой в контур, и тем самым ослабляют действие АПЧ. С уменьшением сопротивления диода величина вносимой в контур параллельной индуктивности и частота гетеродина возрастают, в то время как возрастающая при этом емкость диода вызывает уменьшение частоты настройки контура.

Регулировка угла отсечки диода связана с затратой мощности, и дробный детектор (или дискримииатор) не может быть использован непосредственно в качестве управителя. В схеме на рис. 81 режимом диода управляет двухтактный усилитель постоянного тока, выполненный на лампе ЕСН 81. Напряжение с дробного детектора поступает на триодную часть лампы, в то время как другой триод, анодом которого служат экранирующие сетки пентодной части, возбуждается падением напряжения на общем катодном сопротивлении.

Благодаря двухтактной схеме усилителя при отсутствии расстройки постоянный ток через диод не протекает. Это обеспечивает независимость частоты гетеродина от нагрева лампы управителя и от ее старения, что особенно важно в усилителях постоянного тока, в которых часто предусматриваются специальные меры по стабилизации рабочей точки. Нарушение симметричности схемы во время разогрева лампы и в процессе ее старения исключается также в связи с тем, что оба триода усилителя имеют общий катод. Наконец, двухтактная схема не реагирует на колебания величины анодного напряжения.

Система АПЧ может быть выключена переключателем *П* (рис. 81). Одновременно другая пара контактов, не показанная на схеме, подключает напряжение индикации, снимаемое с электролитического конденсатора, к электронно-оптическому индикатору настройки.

Естественно, амплитуду напряжения гетеродина следует рассчитывать с учетом затухания, вносимого в контур диодом. Схема должна быть построеиа так, чтобы в процессе подстройки частоты изменение затухания, вносимого в контур, а следовательно, и амплитуды гетеродина было минимальным.

Во всех описанных системах АПЧ осуществляется регулировка только частоты гетеродина. При этом может оказаться в зависимости от причины первоначальной расстройки, что входные контуры и контуры УВЧ не будут настроены на принимаемый сигнал, в результате чего ухудшаются параметры приемника.

Наиболее совершенной системой автоподстройки является электронно-моторная, принцип работы которой основан на вращении ротора блока конденсаторов переменной емкости или перемещении сердечников блока вариометров с помощью электродвигателя. Одним из преимуществ электронно-моторной АПЧ по сравнению со всеми описанными системами является возможность ее сочетания с системой автоматической настройки приемника. Кроме того, в этом случае осуществляется подстройка не только гетеродина, но и входных контуров, а также контуров УВЧ, благодаря чему обеспечивается сохранение параметров независимо от первоначальной расстройки. Электронно-моторная система АПЧ отличается надежностью и стабильностью работы и предоставляет большие возможности повышения помехоустойчивости.

Несмотря на сравнительно высокую стоимость, эта система АПЧ, основные элементы которой одновременно используются и для автоматической настройки, нашла применение в ряде моделей радиоприемников отечественного и иностранного производства.

Один из вариантов схемы электронно-моторной АПЧ показан на рис. 82. С последнего каскада УПЧ на вход лампы $Л_1$ поступает напряжение промежуточной частоты. Конденсаторы C_1, C_2 и емкость экранированного соединительного провода образуют делитель напряжения. Емкость конденсаторов C_1 и C_2 выбирается с таким расчетом, чтобы при уровне сигнала на входе приемника, превышающем в 3 раза чувствительность, получить на сетке лампы $Л_1$ напряжение 0,8—1 *в*. При недостаточно большом коэффициенте деления лампа $Л_1$ перегружается сильными сигналами от местных станций, что приводит к ухудшению работы системы АПЧ.

В лампе $Л_1$ осуществляется сеточная модуляция напряжения промежуточной частоты напряжением с частотой 50 *гц*. Модулирующее напряжение снимается со специальной обмотки (2×15 *в*) силового трансформатора и подводится к сетке лампы через сопротивление R_1. Величина модулирующего напряжения выбирается порядка 1—1,3 *в*, чтобы обеспечить в номинальном режиме примерно 100-процентную глубину модуляции.

Смысл модуляции напряжения промежуточной частоты напряжением 50 *гц* состоит в том, чтобы получить вместо

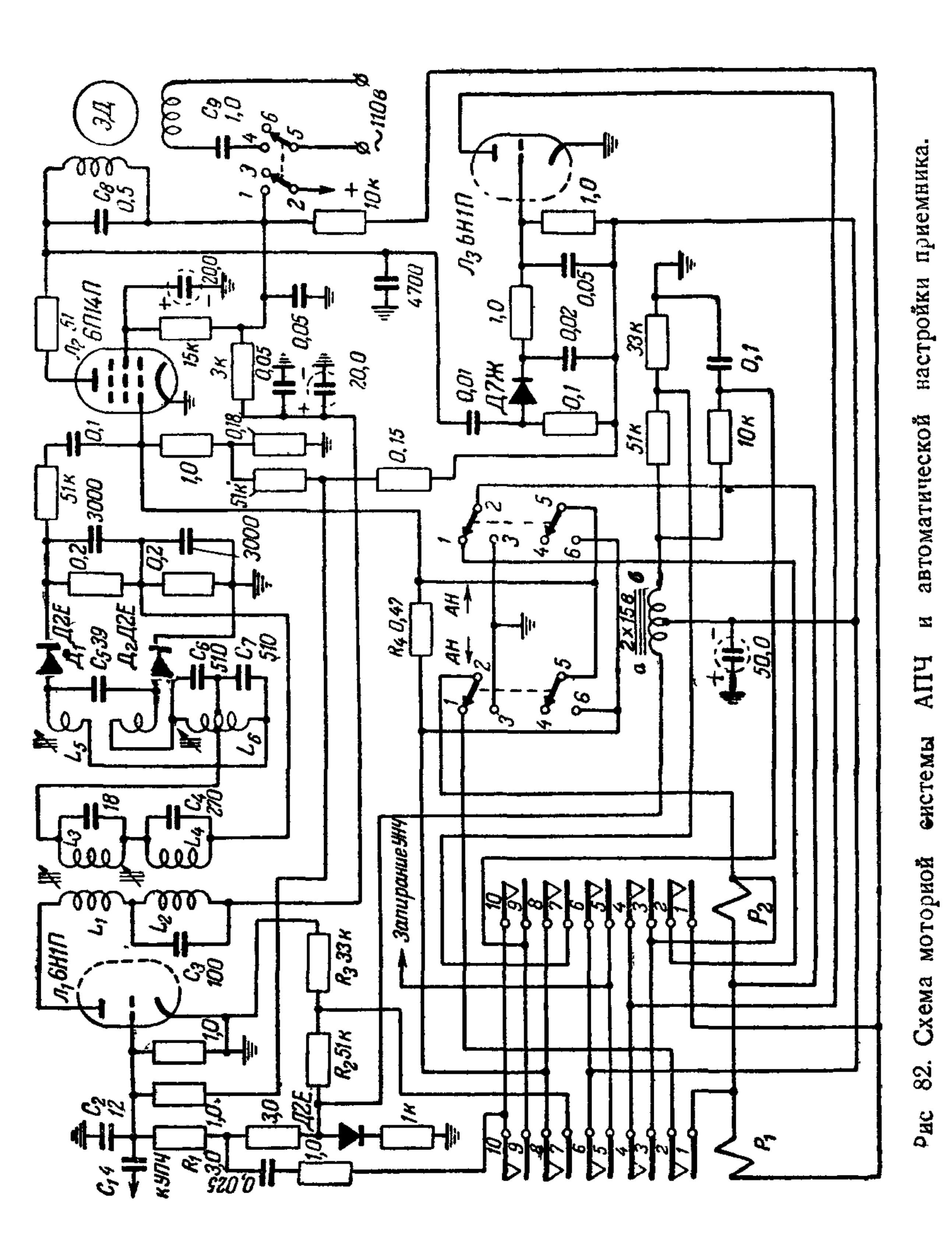


Рис 82. Схема моторной системы АПЧ и автоматической настройки приемника.

постоянного переменное напряжение автоподстройки. Это позволяет избавиться от усилителя постоянного тока, в котором необходимо обеспечивать стабилизацию рабочей точки, и использовать двигатель переменного тока, к которому в сетевых приемниках значительную часть мощности возможно подводить непосредственно от силового трансформатора.

Следует иметь в виду, что чрезмерное увеличение емкости конденсатора C_1 приводит к вредной модуляции напряжения сигнала в последнем каскаде УПЧ напряжением 50 *гц* и к появлению фона на выходе приемника.

Модулированное напряжение промежуточной частоты поступает на комбинированный АМ/ЧМ фильтр фазового дискриминатора. Контуры включены последовательно таким образом, что не требуют переключений при переходе с диапазонов АМ на ЧМ и обратно. При работе в диапазоне ЧМ конденсаторы C_3, C_4, C_6, C_7 представляют собой достаточно малое сопротивление на частоте 8,4 *Мгц*, а при работе в диапазонах АМ сигнал с частотой 465 *кгц* легко проходит через катушки L_1, L_3, L_5. Емкость конденсатора C_5 входит также в общую емкость вторичного контура тракта АМ.

Детектирование модулированного напряжения осуществляется фазовым дискриминатором, выполненным на полупроводниковых диодах $Д_1$ и $Д_2$. Напряжение автоподстройки частотой 50 *гц* на выходе дискриминатора характеризуется *S*-кривой, нижняя ветвь которой заменена ее зеркальным отображением. В зависимости от знака расстройки изменяется фаза напряжения автоподстройки, причем она может иметь одну из двух взаимно противоположных величин (0° или 180°). С выхода дискриминатора напряжение поступает на лампу $Л_2$, нагрузкой которой является асинхронный электродвигатель переменного тока ЭД типа ЭДП-1 с конденсаторным пуском.

Для лучшего согласования динамического внутреннего сопротивления лампы с нагрузкой управляющая обмотка электродвигателя настраивается конденсатором C_8 в резонанс на частоту 50 *гц*. Благодаря этому устраняется также влияние на электродвигатель гармоник частоты 50 *гц* и напряжения звуковых частот сигнала, которое выделяется на выходе детектора одновременно с напряжением автоподстройки. Сетевая обмотка электродвигателя подключается через фазовращающий конденсатор C_9 к отводу на 110 *в* первичной обмотки силового трансформатора.

Полый немагнитный (алюминиевый) ротор электродвигателя связан через передаточный механизм с верньерным устройством и системой настройки приемника. В зависимости от фазового сдвига (90 или 270°) между переменными токами частотой 50 *гц* управляющей и сетевой обмоток электродвигателя изменяется направление вращения его ротора. Направление вращения подбирается (меняя местами концы сетевой обмотки) так, чтобы система АПЧ всегда противодействовала расстройке и обеспечивала подстройку приемника на принимаемый сигнал. В случае неправильной фазировки питания электродвигателя система настройки приемника «отталкивается» от станции.

Любопытное исключение из этого правила составляют станции, проходящие по зеркальному каналу, на которые неправильно сфазированная система АПЧ, естественно, реагирует и позволяет, таким образом, обнаружить ошибочную настройку гетеродина на зеркальный сигнал. В связи с этим следует упомянуть, что общая для всех диапазонов система АПЧ возможна лишь в приемниках, в которых частота гетеродина выбрана на разных диапазонах одинаковым образом (или больше частоты сигнала, или меньше).

Остаточная погрешность подстройки соответствует динамическому равновесию момента вращения на валу электродвигателя и момента трения системы настройки с передаточным механизмом. Поэтому важно, с одной стороны, обеспечить максимальную крутизну S-кривой дискриминатора и максимальное усиление лампой $Л_2$, с другой стороны — тщательным образом выполнить механическую часть системы.

Большую роль в обеспечении высокой точности подстройки на сигнал играет пульсирующее поле, которое создается в электродвигателе благодаря тому, что на анод лампы $Л_2$ через управляющую обмотку поступает плохо отфильтрованное напряжение питания с первого электролитического конденсатора выпрямителя. Пульсирующее поле постоянно поддерживает полый ротор в состоянии вибрации, в результате чего преодолевается его инерция покоя. Эти вибрации очень незначительны и не замечаются радиослушателем. От них следует отличать «подергивания» всей системы настройки приемника (включая и ручки настройки) при приеме мощных сигналов местных станций, которые имеют иногда место вследствие воздействия на электродвигатель остаточного напряжения звуковых частот сигнала. Избавиться от них можно путем снижения уровня сигнала, подаваемого в тракт АПЧ.

Описанная система обеспечивает остаточную погрешность подстройки не более 50—100 *гц* в диапазонах ДВ, СВ и КВ и 5—10 *кгц* в диапазоне УКВ. Ширина полосы втягивания такой системы АПЧ приблизительно равна ширине полосы пропускания приемника. Поскольку при моторной системе АПЧ имеется только один элемент настройки приемника — блок конденсаторов переменной емкости, явление затягивания частоты гетеродина во время перестройки с одной станции на другую здесь исключается.

20. СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОЙ НАСТРОЙКИ РАДИОПРИЕМНИКА

Под автоматической настройкой (поиском станций) приемника в отличие от обычного способа настройки путем вращения соответствующей ручки подразумевается управление элементами настройки и перемещение стрелки шкалы при помощи электромеханической системы.

Известны еще механические и электрические способы автоматической настройки (АН). Эти сравнительно простые и не требующие больших затрат системы применяются редко, так как не обеспечивают достаточно точной настройки приемника на сигнал.

В электромеханических системах АН чаще всего используется управляемый электродвигатель переменного или постоянного тока, вращающий ротор блока конденсаторов переменной емкости или перемещающий сердечник вариометра. Схема одного из возможных вариантов такой системы была представлена на рис. 82.

При кратковременном легком нажатии, например, на правую (по схеме) клавишу *АН* размыкаются контакты *1—2* и замыкаются контакты *2—3*. Через обмотку реле P_1 (типа РКМ-I с обмоткой из 28 000 витков) от «плюса» анодного напряжения на «землю» протекает сравнительно большой ток (15—20 *ма*) и реле срабатывает. Контакты его *1—2* замыкают (через замкнутые контакты *1—2* левой клавиши *АН*) обмотку реле P_2 и этим предотвращают срабатывание последнего. Через контакты *7—8* на сетку лампы $Л_2$ поступает напряжение поиска с делителя R_2R_3. Усиленное напряжение поиска, снимаемое с управляющей обмотки электродвигателя, выпрямляется дио-

дом $Д_3$ и отпирает триод $Л_3$. До этого момента триод был заперт отрицательным напряжением смещения —15 *в*, поступающим от общего выпрямителя напряжения смещения, выполненного на диоде Д2Е.

Так как контакты *3—4* замкнулись, через реле протекает ток блокировки (10 *ма*), который и удерживает его контакты замкнутыми во все время поиска. Через контакты *5—6* на вход первой лампы усилителя низкой частоты поступает отрицательное напряжение, запирающее лампу и обеспечивающее бесшумность настройки. Наконец, через контакты *9—10* на сетку лампы $Л_1$ поступает модулирующее напряжение.

Для пояснения процесса автоматической настройки на станцию обратимся к кривым на рис. 83. Предположим,

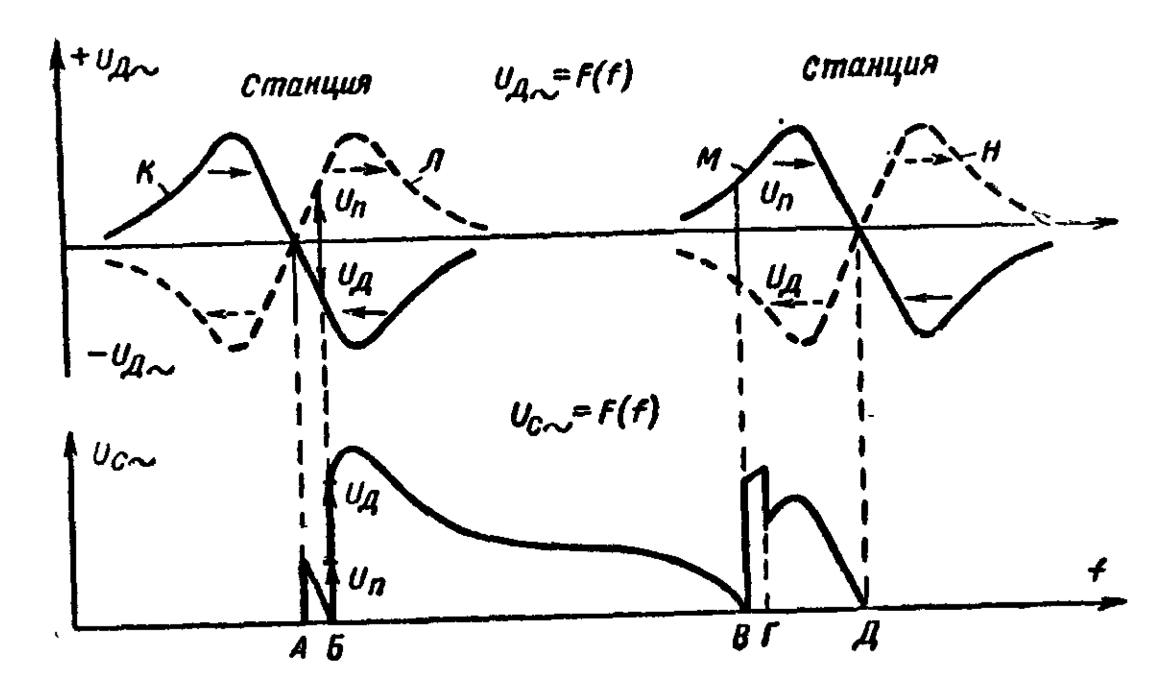


Рис. 83. Кривые, поясняющие процесс автоматической настройки (к рис. 82).

что до нажатия клавиши *АН* приемник был настроен на станцию (точка *А*). Кривая *К* здесь обозначает характеристику дискриминатора при разомкнутых контактах реле[1]. Фазы напряжения на выходе дискриминатора таковы, что электродвигатель противодействует расстройке (поясняется сплошными стрелками); они определяются фазой модулирующего напряжения, снимаемого в этом случае с точки *а* (см. рис. 82) обмотки силового трансформатора.

[1] Для наглядности вместо характеристики дискриминатора по переменному напряжению изображена *S*-кривая постоянного напряжения; при этом изменению знака постоянного напряжения *S*-кривой соответствует изменение фазы переменного напряжения автоподстройки частоты 50 *гц*.

Напряжение поиска (около 2 *в*), поступающее на лампу $Л_2$ после нажатия клавиши, изображено в виде вектора $U_п$. Электродвигатель вращает ротор блока конденсаторов переменной емкости; при этом возникает расстройка по отношению к сигналу станции *А* и появляется противодействующее напряжение дискриминатора $U_д$, фаза которого противоположна фазе напряжения $U_н$. В точке *Б* напряжения $U_д$ и $U_п$ равны, и результирующее напряжение на сетке лампы $Л_2$ равно нулю; ротор электродвигателя останавливается.

Однако к моменту прихода системы настройки в точку *Б* на лампу $Л_1$, как уже было отмечено, с точки *Б* обмотки поступает модулирующее напряжение противоположной фазы. Соответственно изменяются и фазы выходного напряжения дискриминатора (кривая *Л* на рис. 83). Теперь напряжение автоподстройки $U_д$ складывается с напряжением $U_п$ и система настройки рывком уходит от принимаемой станции. Этот «ускоренный старт» играет существенную роль, облегчая переход с одной станции на другую, особенно при их тесном расположении, когда нажатие на клавишу должно быть возможно более кратковременным.

На сетку лампы $Л_2$ воздействует сначала суммарное напряжение $U_д$ и $U_п$, а затем, после ухода от станции, одно лишь напряжение поиска $U_п$. По мере приближения к соседней станции (точка *Д*), сигнал которой создает на выходе дискриминатора напряжение подстройки с фазой, противоположной фазе $U_п$ (кривая *Н*), движение системы настройки замедляется. В точке *В* напряжения $U_д$ и $U_п$ равны, результирующее напряжение на сетке и аноде лампы $Л_2$ близко к нулю, триод $Л_3$ запирается первоначальным смещением —15 *в*. Реле обесточивается, его контакты размыкаются. При размыкании контактов *9—10* фаза модулирующего напряжения изменяется на первоначальную и выходное напряжение дискриминатора соответствует кривой *М*. Напряжения $U_д$ и $U_п$ складываются; при этом продолжается перемещение стрелки шкалы в сторону, соответствующую настройке на станцию *Д*. В точке *Г* (или раньше) размыкаются контакты *7—8*, напряжение поиска исчезает, и система АПЧ осуществляет точную подстройку приемника на сигнал.

Для безупречной и четкой работы системы АН контактура реле должна коммутироваться в определенном порядке. В частности, контакты *9—10*, коммутирующие модулирующее напряжение, должны замыкаться позже и размыкаться раньше, чем контакты *7—8*, коммутирующие напряжение поиска. Нарушение указанной последовательности коммутации опасно, если разрыв во времени коммутации достаточно велик (что может иметь место при разрегулированной контактуре). Если контакты *9—10* замыкаются заметно раньше *7—8*, то после срабатывания реле система настройки приемника «отталкивается» от станции в направлении предыдущей остаточной расстройки и лишь затем начинает перемещаться в заданном направлении поиска. Если эти направления не совпадают, то происходит фиксация настройки на исходной станции и уйти с нее оказывается возможным лишь при достаточно длительном нажатии на клавишу *АН*.

Далее, если контакты *9—10* размыкаются при подходе к станции позже, чем *7—8*, система настройки в соответствии с кривой *Н* напряжения дискриминатора не будет «втягиваться» на станцию и приемник окажется настроенным в стороне от сигнала.

Необходимо также, чтобы контакты *1—2* в анодной цепи триода $Л_3$ размыкались раньше контактов *3—4*, замыкающих катушку реле P_2. В противном случае возможно, что при подходе к станции, когда реле P_1 уже отпускает, от тока блокировки срабатывает реле P_2 и тогда совершенно неожиданно система настройки начинает перемещаться в противоположную сторону.

Неисправности подобного рода могут быть устранены или осторожной регулировкой контактов, или путем перепаивания (взаимный обмен местами) проводов к соответствующим парам контактов.

Схема на рис. 82 одновременно решает и проблему бесшумности настройки. Известно, что при переходе с одной станции на другую, когда сигнал и напряжение АРУ отсутствуют, усиление приемника и прохождение различного рода помех возрастают. Благодаря запиранию тракта УНЧ здесь эти неприятные трески и шумы не прослушиваются.

При желании настроиться на определенную станцию без промежуточных остановок необходимо сильнее нажать на клавишу *АН* и удерживать ее в таком положении. Тогда контактами *5—6* замыкается накоротко сопротивление R_4, выход дискриминатора шунтируется, а за счет

возросшего напряжения поиска стрелка ускоренно перемещается вдоль шкалы.

Описанная система автоматической настройки очень удобна в эксплуатации. Она исключает возможность непреднамеренного прохода станций, уровень сигнала которых на входе приемника выше определенного минимума (например, 100 *мкв* на диапазонах с АМ и 10 *мкв* на диапазоне УКВ).

Для более дешевых приемников разработана упрощенная система моторной автоматической настройки без реле (рис. 84). Система АПЧ работает здесь таким же образом, как и в предыдущей схеме. Замена сеточной модуляции сигнала промежуточной частоты анодной модуляцией не имеет принципиального значения.

При слабом нажатии левой или правой клавиши *АН* напряжение поиска соответствующей фазы поступает непосредственно с обмотки 2×10 *в* силового трансформатора на сетку моторной лампы. Одновременно замыкаются контакты запирания УНЧ и переключается фаза модулирующего напряжения. Последнее облегчает уход с принимаемого сигнала и подготавливает систему к остановке на следующей станции.

С приближением к ближайшей станции на выходе дискриминатора возрастает напряжение, фаза которого противоположна фазе напряжения поиска. Оба напряжения компенсируются, и вращение электродвигателя замедляется или даже прекращается. Если теперь отпустить клавишу *АН*, то цепь напряжения поиска прерывается, размыкаются контакты запирания и переключается фаза модулирующего напряжения. Напряжение дискриминатора обеспечивает тогда точную подстройку приемника на сигнал.

При сильном нажатии одной из клавиш *АН* замыкается накоротко сопротивление R_1, которое в режиме поиска предотвращает шунтирование выхода дискриминатора, и стрелка перемещается вдоль шкалы без остановок.

В упрощенной системе автоматики клавиша *АН* должна быть нажата во все время поиска. О приближении к станции и необходимости отпустить клавишу *АН* можно судить по замедлению хода стрелки и по электронно-оптическому индикатору настройки. Задача слушателя облегчается, если отказаться от бесшумности настройки, чтобы на слух определять момент подхода к станции.

Рис 84. Схема упрощенной моторной системы автоматической настройки приемника.

21. ДИСТАНЦИОННОЕ УПРАВЛЕНИЕ РАДИОПРИЕМНИКОМ

К наиболее очевидному комфорту в обслуживании радиоприемника относится возможность управления им на расстоянии. В то же время в ряде случаев система дистанционного управления (ДУ) является необходимостью (например, для больного в постели). Особое значение ДУ приобретает в связи с выпуском стереофонических устройств, в которых регулировку баланса между обоими каналами желательно производить с того места в комнате, где находятся слушатели.

В современных радиоприемниках, равно как и в телевизорах, используются в основном два типа дистанционного управления: 1) с помощью электрического кабеля длиной 5—8 *м* и 2) с помощью беспроволочной системы.

Системы ДУ с использованием соединительного кабеля являются более простыми и надежными, но менее удобными. Лежащий на полу кабель портит вид комнаты, а длина его ограничивает предельную дальность управления. От этих недостатков свободны сравнительно сложные беспроволочные системы, основанные на использовании ультразвуковых колебаний, радиочастот или оптических методов.

Дистанционно возможно осуществлять в приемнике все те регулировки, которые в нем вообще предусмотрены: настройку на станции, переключение диапазонов, включение и выключение, регулировку громкости и тембра.

При использовании кабеля наиболее просто обеспечить возможность настройки на станцию, если в приемнике имеется система АН. Для этого в пульте дистанционного управления достаточно предусмотреть контактную систему, параллельную основной контактной системе АН в приемнике.

Для дистанционного переключения диапазонов в приемник необходимо ввести специальные элементы управления. В унифицированных отечественных приемниках с клавишным переключателем диапазонов возможно производить включение того или иного диапазона с помощью соленоида. Но при этом число соленоидов должно быть равно числу диапазонов. Более выгодным и удобным решением вопроса является использование для этой цели электродвигателя, в связи с чем переключатель диапазонов конструктивно выполняют в виде барабана (типа ПТП в телевизорах). Такой вариант выбран, в частности, в радиоприемнике «Фестиваль».

Аналогичная схема моторного переключения диапазонов изображена на рис. 85. Ротор электродвигателя *ЭД* (например, типа ЭДП-3) через передаточный механизм соединен с осью барабана, на которую насажен контактный диск *Д*. При нажатии одной из клавиш переключателя диапазонов, например *КВI*, замыкается цепь питания

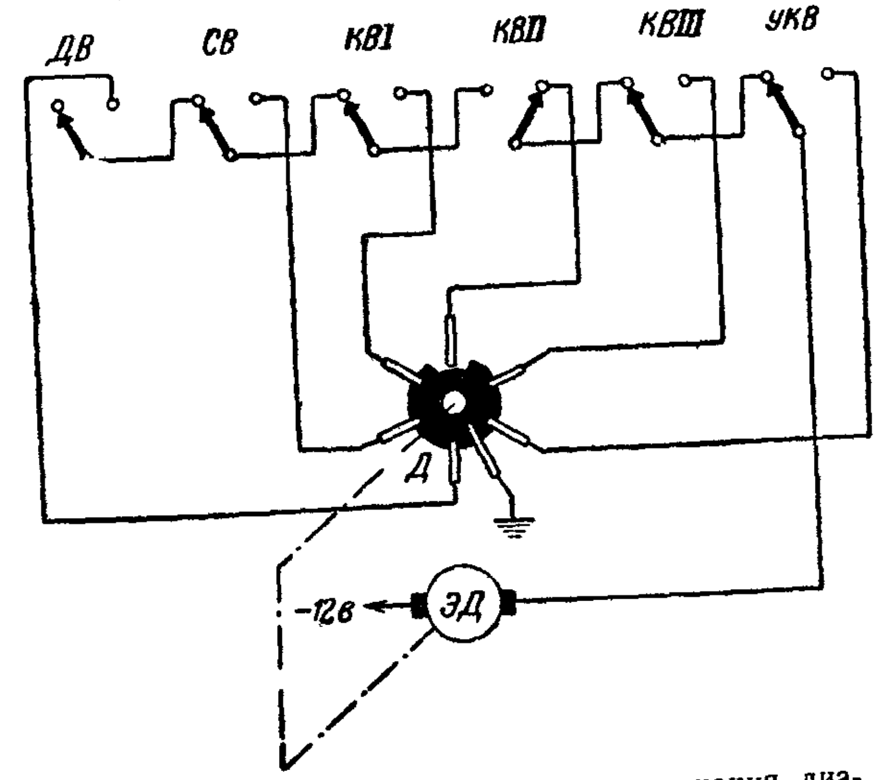


Рис 85 Схема дистанционного переключения диапазонов.

электродвигателя через свой контактный лепесток, контактный диск *Д* и лепесток, имеющий постоянный контакт с диском. Электродвигатель вместе с барабаном вращаются до тех пор, пока контактный лепесток не окажется против выреза в проводящей поверхности диска; тогда цепь питания электродвигателя прерывается и процесс коммутации заканчивается. Контактные лепестки располагаются равномерно вдоль окружности диска таким образом, чтобы в момент, когда один из них останавливается против выреза, в схему включался соответствующий контактный ряд барабана. При нажатии клавиши дистанционного управления цепь контактов местного клавишного механизма прерывается и переключение осуществляется с пульта дистанционного управления.

Самый очевидный и полноценный способ дистанционной регулировки громкости также основан на вращении оси регулятора с помощью электродвигателя, легко

управляемого в свою очередь по кабелю. Единственный недостаток этого метода — большие затраты, в связи с чем предложен ряд схем, обеспечивающих дистанционную регулировку громкости более простым образом.

Непосредственное подключение кабеля ко входу УНЧ недопустимо, так как при обычном высокоомном входе УНЧ велико напряжение фона, наводимого на провода дистанционного управления, а необходимая в связи с этим экранировка проводов усложняет конструкцию кабеля и может привести к завалу высоких звуковых частот. Поэтому регулировку осуществляют в цепях постоянного напряжения.

К числу таких схем относится схема изменения напряжения экранирующей сетки последней лампы УПЧ. Она очень проста, но имеет существенные недостатки. Пределы регулировки в ней малы, а при регулировке не сохраняется тонкомпенсация. Кроме того, поскольку последний каскад УПЧ в ЧМ тракте обычно работает в режиме ограничения, уровень помех оказывается зависимым от устанавливаемой громкости.

В случае использования в качестве первой лампы УНЧ пентода с удлиненной характеристикой регулировку возможно осуществлять путем изменения напряжения смещения этой лампы. Недостатки здесь те же: небольшие пределы регулировки из-за появления нелинейных искажений и отсутствие тонкомпенсации.

Известны также схемы регулировки громкости по низкоомным цепям тракта низкой частоты, например между выходным трансформатором и громкоговорителями, или схемы с использованием катодного повторителя. В первом случае необходимо считаться с потерей полезной мощности, а во втором — со значительными затратами.

Большой интерес представляет простая и эффективная схема дистанционной регулировки громкости, показанная на рис. 86. Регулятор громкости R_2 включен в катодную цепь первой лампы УНЧ.

Схема обеспечивает регулировку громкости в больших пределах (40—50 *дб*) с сохранением тонкомпенсации за счет действия трех факторов. К их числу относится, во-первых, изменение отрицательного напряжения смещения лампы, пределы которого несколько расширяются благодаря добавочному току через сопротивление R_1. Во-вторых, происходит изменение глубины частотно-зависимой отрицательной обратной связи, напряжение которой снимается со специальной обмотки выходного трансформатора. Одно-

временно с уменьшением усиления каскада возрастает и глубина отрицательной обратной связи. Наконец, для дальнейшего расширения пределов регулировки используется отрицательная обратная связь по току, которая также возрастает вместе с увеличением напряжения смещения и в положении максимального смещения конденсатор C_1 совсем не блокирует сопротивление регулятора.

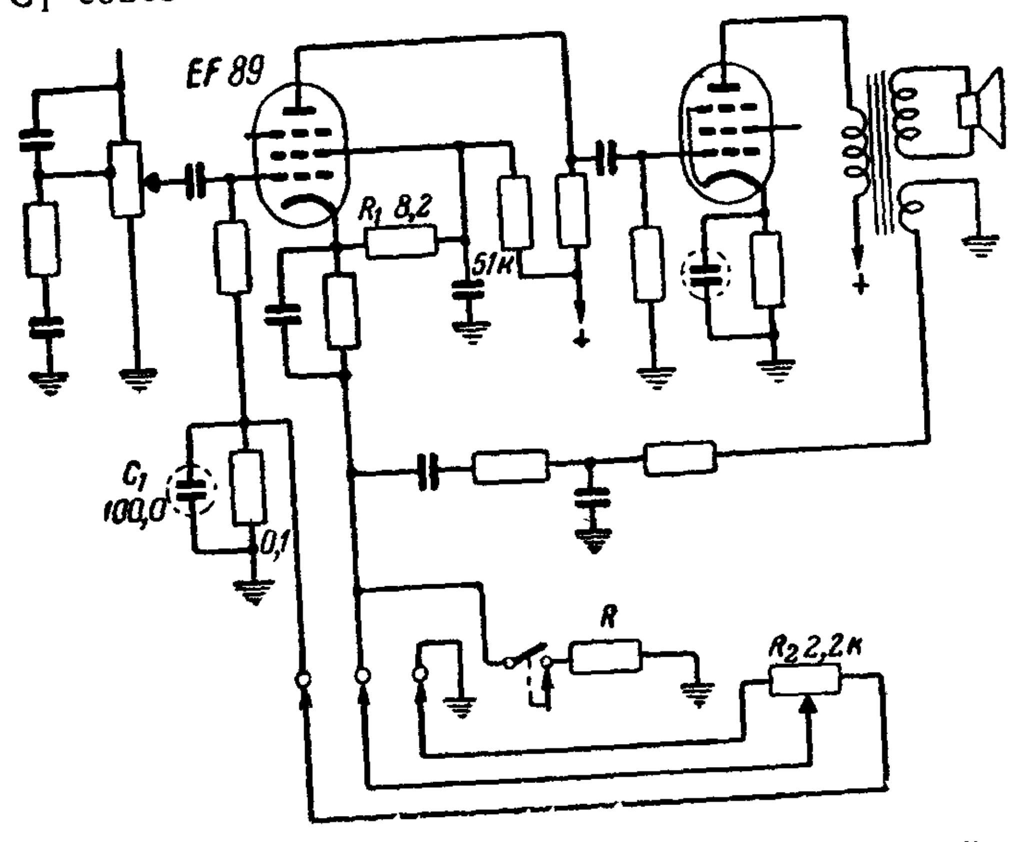


Рис 86 Схема дистанционной регулировки громкости

При отключенном пульте дистанционного управления в цепь катода лампы включается постоянное сопротивление R.

Недостатком этой схемы, как и всех перечисленных схем дистанционной регулировки громкости (за исключением варианта с электродвигателем), является взаимная зависимость между положениями основного и дистанционного регуляторов громкости.

Дистанционное включение и выключение приемника может осуществляться как с помощью реле, так и непосредственно. В последнем случае целесообразно применить схему, показанную на рис. 87,*а*, которая позволяет осуществлять независимое включение и выключение напряжения питания (сети) из любого места (как с пульта, так и в самом приемнике). Недостатком такого рода схем коммутации является наличие сетевого напряжения в ка-

беле и пульте, что не всегда желательно с точки зрения техники безопасности. Ток по этим проводам протекает в течение всего времени работы приемника, в связи с чем возрастает опасность наводки напряжения фона на провода регулировки громкости и тембра. Кроме того, для двухполюсного выключателя количество соединительных проводов кабеля следует удвоить.

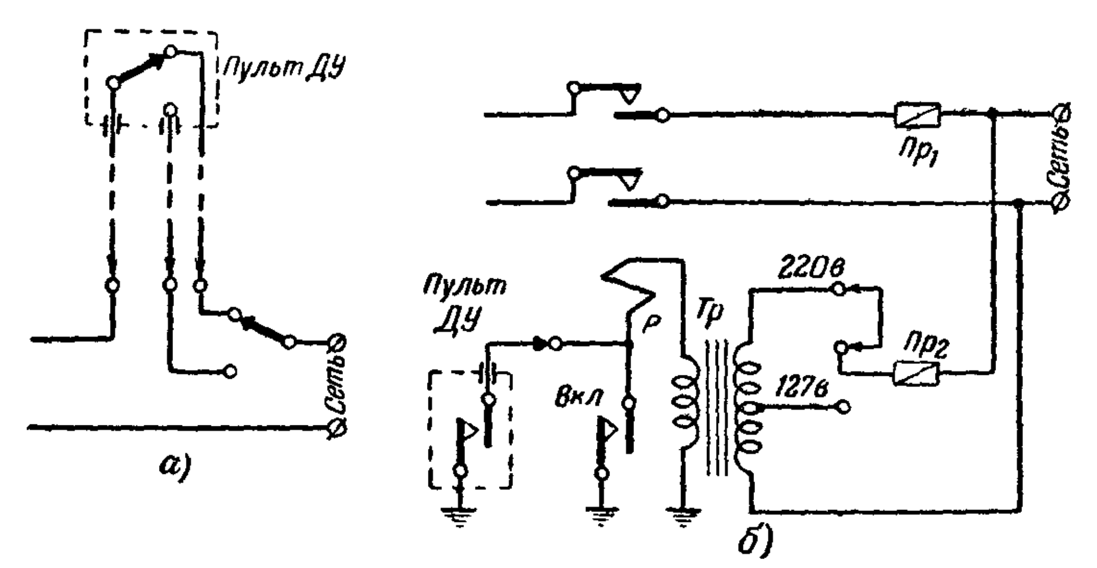


Рис 87. Дистанционное включение и выключение питания приемника.
а — схема с непосредственной коммутацией; *б* — схема с реле.

От этих недостатков свободна схема с реле P, показанная на рис. 87,*б*. Трансформатор питания реле Tp постоянно включен в сеть, в связи с чем он должен быть рассчитан на минимальный ток холостого хода. Потребляемая им мощность холостого хода составляет 2—3 *вт*. При нажатии клавиши *Вкл* реле срабатывает и включает напряжение питания приемника. Сетевые контакты механическим путем (например, с помощью кулачка соответствующей формы) блокируются в замкнутом положении, а реле после отпускания клавиши обесточивается. При повторном нажатии клавиши и срабатывании реле механическая блокировка снимается и приемник выключается. Чтобы предотвратить быстрое обгорание контактов реле, процесс коммутации должен происходить очень быстро.

Дистанционной регулировке тембра обычно уделяется меньше внимания, поскольку она менее необходима. При этом обходятся без специальных элементов управления, а непосредственно коммутируют низкоомные выходные цепи приемника.

В самое последнее время появился ряд моделей радиоприемников и телевизоров с беспроволочным дистанционным управлением. На рис. 88 приводится схема беспроволочного ДУ, разработанная одной из западногерманских фирм для телевизоров высшего класса. Она может быть использована, разумеется, и для управления радиоприемником.

Пульт ДУ представляет собой генератор ультразвуковых колебаний, выполненный на транзисторе *Т*. Частота

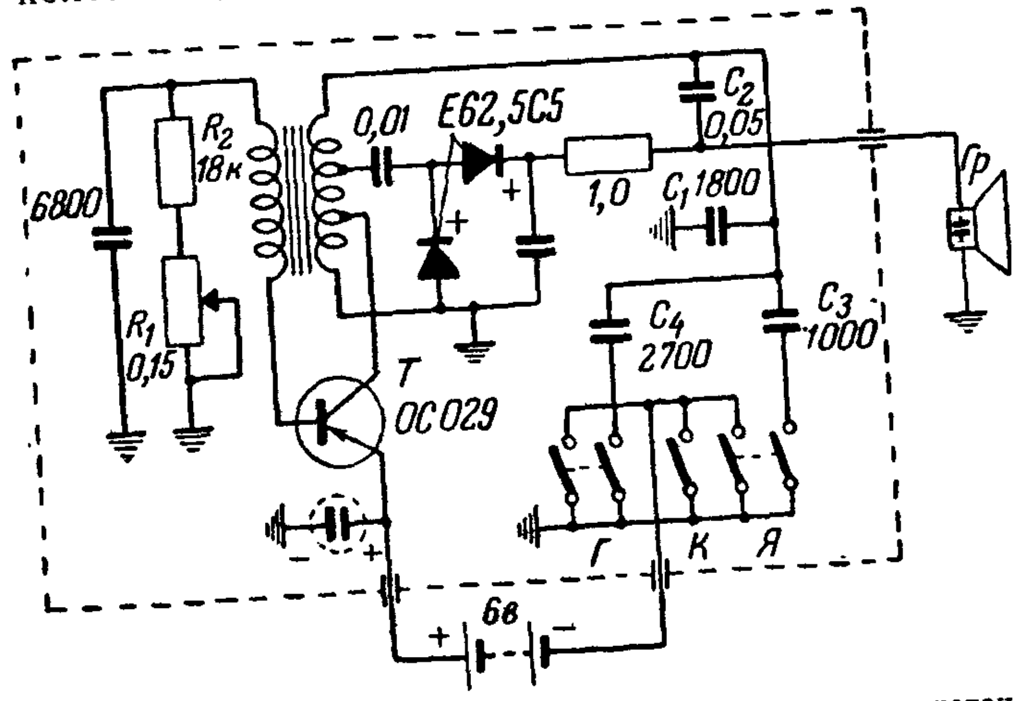


Рис. 88. Схема пульта беспроволочной системы дистанционного управления.

колебаний устанавливается клавишами *Г* (громкость), *Я* (яркость) и *К* (переключатель каналов). При нажатии клавиши *К* в колебательный контур входят конденсатор C_1 и емкость электростатического ультразвукового громкоговорителя *Гр*, служащего для излучения генерируемых колебаний. Емкость громкоговорителя составляет примерно 500 *пф* и входит в контур через последовательный конденсатор C_2. Последний предотвращает замыкание через контурную катушку постоянного напряжения 160 *в*, поступающего на громкоговоритель. Частота генерируемых колебаний равна в этом случае 28 *кгц*.

Постоянное напряжение смещения, превышающее пиковое значение полуволны переменного напряжения, необходимо подавать на электростатический громкоговоритель, для того чтобы избежать удвоения частоты в нем и получить максимальную акустическую мощность. Сила притяжения между обкладками конденсатора пропорциональна величине приложенного к нему напряжения и не зависит от полярности этого напряжения. Поэтому при отсутствии напряжения смещения период колебаний подвижного электрода электростатического громкоговорителя вдвое меньше периода приложенного напряжения; соответственно уменьшается и амплитуда его колебаний.

Напряжение смещения получают здесь путем выпрямления генерируемого ультразвукового напряжения, снимаемого с части контура. Благодаря использованию схемы удвоения напряжения достигается требуемая величина 160 *в*.

При нажатии клавиши *Я* (яркость) в контур дополнительно включается конденсатор C_3, а при нажатии клавиши *Г* подключается еще и конденсатор C_4. Частоты генерируемых колебаний при этом составляют соответственно 23,5 и 19 *кгц*.

Катушка обратной связи генератора включена через регулируемое сопротивление R_1, которое служит для установки рабочей точки транзистора. Сопротивление R_2 ограничивает пределы регулировки и предотвращает перегрузку транзистора.

Приемное устройство (рис. 89) расположено в телевизоре и состоит из микрофона, усилителя и элементов управления. С конденсаторного микрофона *М*, чувствительность которого должна быть достаточно высокой в ультразвуковом диапазоне, сигнал поступает на вход усилителя через тщательно экранированный кабель. В двухконтурных фильтрах первых двух каскадов связь выбрана выше критической, причем максимумы характеристики первого фильтра соответствуют частотам 21 и 25 *кгц*, а максимумы характеристики второго фильтра — частотам 19 и 28 *кгц*. При достаточно широкой полосе пропускания общий коэффициент усиления обоих каскадов составляет около 10^5.

Разделение частот управления осуществляется на выходе усилителя с помощью трех последовательно включенных резонансных контуров. С низкоомных обмоток связи управляющие напряжения поступают на соответствующие выпрямители, питающие электродвигатели регулировки яркости и громкости, а также реле переключателя каналов.

Лампы первых двух каскадов включены по постоянному току последовательно, что позволяет уменьшить потребление тока от общего выпрямителя. В сеточную цепь

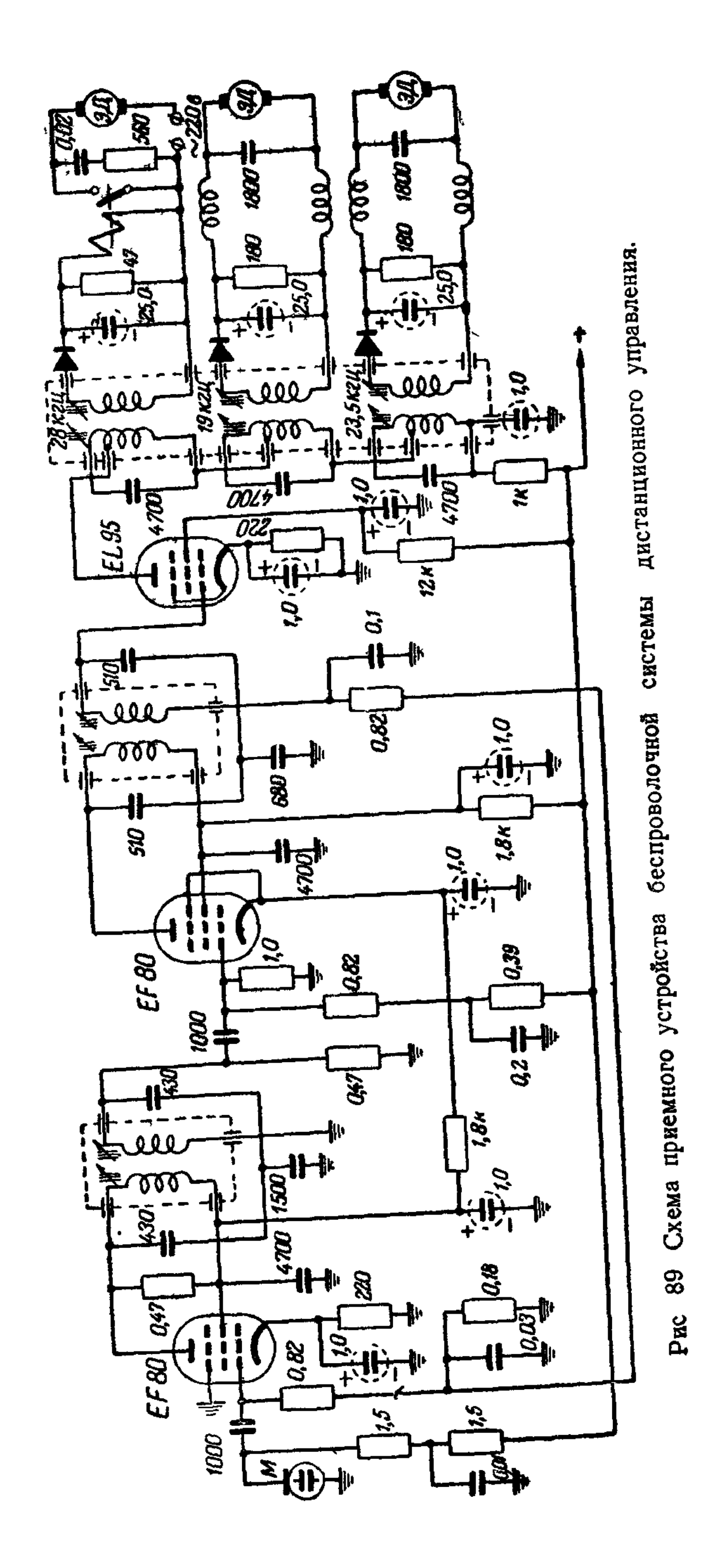


Рис 89 Схема приемного устройства беспроволочной системы дистанционного управления.

оконечной лампы включена ограничительная цепочка, с которой снимается напряжение АРУ на первую лампу.

По аналогии с рассмотренной схемой могут быть построены и различные схемы для беспроволочного дистанционного управления работой радиоприемника

22. РЕГУЛИРОВКА ТЕМБРА И ХАРАКТЕРА ЗВУЧАНИЯ

Неотъемлемым элементом большинства радиоприемных и звуковоспроизводящих устройств является регулятор тембра. Назначение его состоит в том, чтобы слушатель имел возможность подбирать характер звучания в соответствии с прослушиваемой программой, акустическими условиями в помещении и своим вкусом.

Известно, что звучание приемника, вполне удовлетворительное при одной прослушиваемой программе в данном помещении, может быть воспринято как неудовлетворительное при иной программе или в другом помещении. Например, при воспроизведении танцевальной музыки желательно подчеркивать басовые и ударные инструменты, задающие ритм. Частотная характеристика должна для этого иметь подъем на нижних и верхних частотах, в то время как средние частоты (2 000—5 000 *гц*) должны быть завалены, чтобы музыка звучала мягко, без металлического оттенка, вызываемого медными духовыми инструментами. Но такая характеристика непригодна для высококачественного воспроизведения речи, основной спектр которой находится как раз в области средних частот, а подъем нижних и верхних частот придает речи неприятный тембр с гудением и присвистыванием. Подъем средних частот наряду с некоторым подъемом нижних частот требуется и при воспроизведении сольного пения в сопровождении оркестра, поскольку основной спектр частот при этом находится в области 800—5 000 *гц*. Наконец, для воспроизведения оркестровой музыки желательна более прямолинейная частотная характеристика.

В более старых моделях приемников применялись ступенчатые переключатели тембра на 3—6 положений, которыми, как правило, «на ощупь» подбирался подходящий тембр звучания. Затем стали широко вводиться плавные и раздельные по низшим и высшим звуковым частотам регуляторы, снабженные соответствующей индикацией. Такие регуляторы, в частности, использованы в радиоле «Латвия» (см. схему на рис. 49). Плавные и раздельные регуляторы тембра были задуманы с тем, чтобы предо

ставить слушателю самые широкие возможности в выборе характера звучания. В качестве оптических индикаторов установленного тембра здесь обычно служат изображения музыкальных инструментов.

Оказалось, однако, что многие радиослушатели, не имеющие определенного минимума знаний в области музыки или электроакустики, не в состоянии правильно пользоваться этими регуляторами. В таких случаях регуляторы тембра не только не приносят пользу, но даже могут способствовать искажению звучания и порче музыкального слуха.

Новые клавишные переключатели тембра, широко применяемые в радиоаппаратах последних лет, значительно облегчают их эксплуатацию и способствуют повышению качества звучания Каждая клавиша снабжена соответствующей надписью («Бас», «Оркестр», «Речь» и т. п.). При нажатии какой-либо клавиши в УНЧ устанавливается частотная характеристика, оптимальная для данного типа программы. Для корректирования частотной характеристики в сравнительно небольших пределах в зависимости от акустических условий и индивидуального вкуса наряду с клавишными переключателями предусматриваются еще и плавные регуляторы тембра.

Одна из возможных схем усилителя низкой частоты с клавишными переключателями и плавными регулятора-

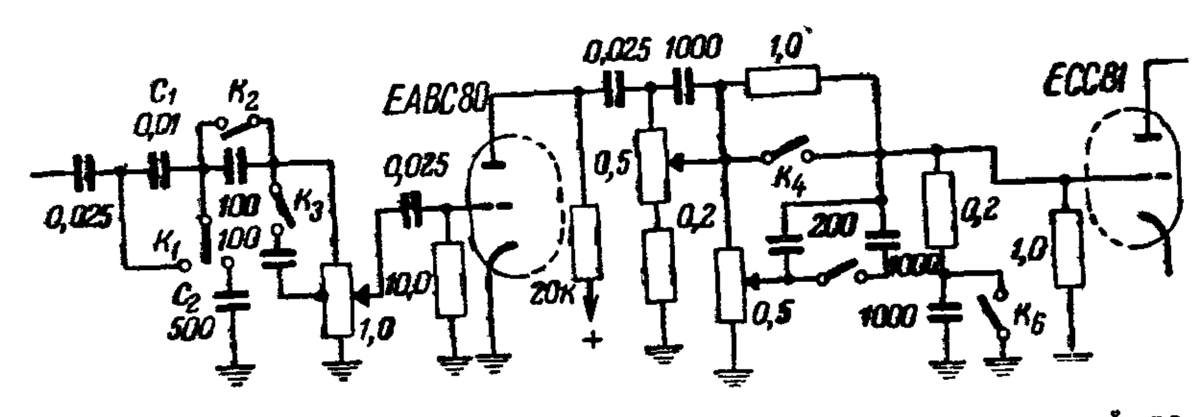


Рис 90 Схема УНЧ с пятиклавишным переключателем и плавной регулировкой тембра

ми тембра приведена на рис. 90. При нажатии клавиши «Джаз» контакты K_1 замыкают накоротко конденсатор C_1, контакты K_2 и K_3 замкнуты, а контакты K_4 и K_5 разомкнуты. Замыкание контактов K_1 и K_2 обеспечивает подъем басов, а замыкание контакгов K_3 создает подъем верхних частот В положении «Оркестр» контакты K_1 находятся в нейтральном положении, контакты K_2 замкнуты, а кон-

такты K_3, K_4 и K_5 разомкнуты. При нажатии клавиши «Соло» дальнейший завал верхних частот вызывается путем подключения конденсатора C_2 через контакты K_1, а подъем средних частот получается путем замыкания контактов K_5, в то время как контакты K_3 и K_4 остаются разомкнутыми, а контакты K_2 — замкнутыми. Наконец, в положении «Речь» контакты K_2, K_3 и K_5 разомкнуты, контакты K_4 замкнуты, а контакты K_1 находятся в нейтральном положении. Контакты K_6 (клавиша «Бас») при замыкании обеспечивают подъем басов.

Схема усилителя с более простым трехклавишным переключателем приведена на рис. 91. Здесь контакты K_1

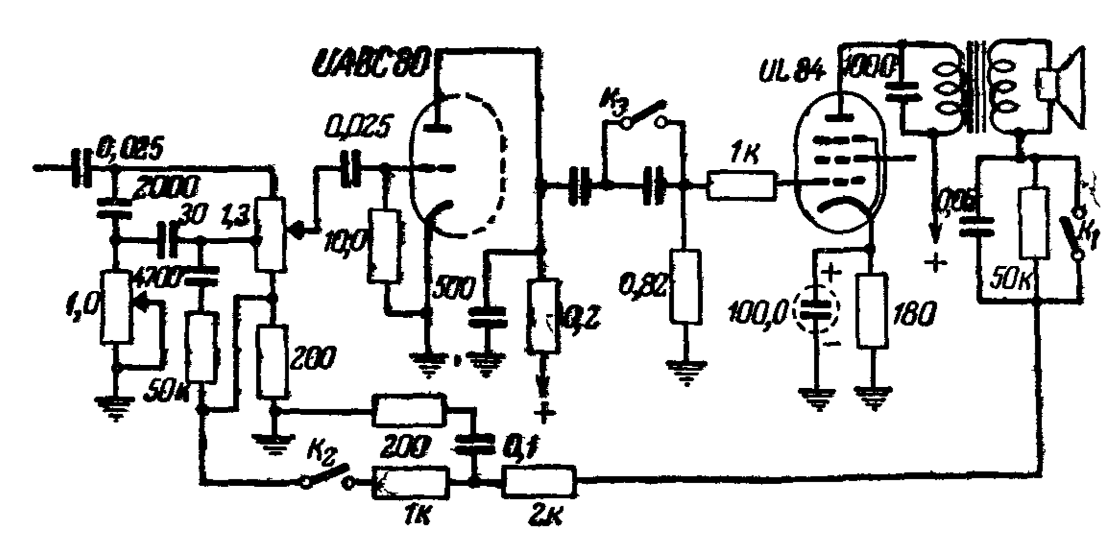


Рис 91 Схема УНЧ с трехклавишным переключателем тембра

(клавиша «Бас») в замкнутом положении обеспечивают завал нижних частот до 14 *дб*. В положении «Оркестр» контакты K_2 и K_3 замкнуты и включена цепь отрицательной обратной связи. В положении «Речь» контакты K_2 и K_3 размыкаются, цепь отрицательной обратной связи отключается, а емкость переходного конденсатора уменьшается до 200 *пф*.

В случае необходимости регулировочные возможности такого переключателя расширяются путем одновременного нажатия клавишей в различных сочетаниях.

В зависимости от характера воспроизводимой программы желательно подбирать не только частотную характеристику УНЧ, но и акустические свойства приемника. В частности, не во всех случаях оптимальные результаты дают системы объемного звучания 3D и 4R. При воспроизведении речи, например, стирание точечного характера источника звука не соответствует оригинальной картине звучания. В связи с этим полезно предусмотреть переклю-

чатель (отдельный или сопряженный с клавишами), позволяющий коммутировать акустическую систему.

В одном из приемников с четырьмя громкоговорителями (два фронтальных — низкочастотный и среднечастотный и два боковых высокочастотных) для этой цели служат три клавиши. Одной из них включаются среднечастотный и один высокочастотный громкоговорители через разделительный LC-фильтр, служащий для подавления нижних частот. Получаемое при этом направленное излучение улучшает четкость воспроизведения речевых программ. Вторая клавиша, дополнительно включающая через разделительный фильтр низкочастотный громкоговоритель, позволяет получить для некоторых видов программ эффект, приближающийся к бинауральному. Наконец, третья клавиша включает всю систему объемного звучания.

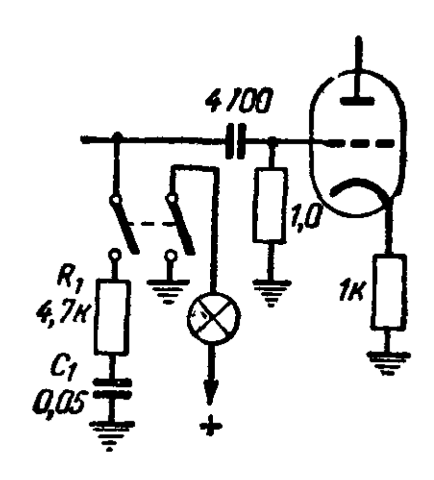


Рис 92 Схема включения клавиши „пиано

Весьма практичной является также клавиша «пиано» («тихо»), предусматриваемая в некоторых моделях приемников для скачкообразной регулировки громкости (рис. 92). Здесь непосредственно с ползунка регулятора громкости на землю включается шунтирующая цепочка R_1C_1. Конденсатор C_1 обеспечивает физиологически правильный характер этой регулировки громкости. При повторном нажатии клавиши восстанавливается первоначальная громкость.

Клавишу «пиано» удобно включать на время телефонного разговора или при аналогичных обстоятельствах.

Таблица возможной замены некоторых иностранных радиоламп отечественными

Тип лампы	Аналог отечественной лампы	Возможная замена
EABC	6Г3П	—
EBF 80	—	6Б8С, 6К4П + 6Х2П, 6К3 + 6Х6С
EC 92	—	6С2П
ECC 33	—	6Н1П, 6Н8С
ECC 81	—	6Н2П, 6Н9С
ECC 83	6Н4П	6Н2П, 6Н9С
ECC 84	6Н14П	—
ECC 85	6Н3П	—
ECF 80	6Ф1П	—
EF 80	—	6Ж5П, 6Ж6С, 6К4
EF 89	—	6Ж5П, 6Ж6С, 6К4
ECH 81	6И1П	—
EL 41	—	6П1П, 6П6С
EL 84	6П14П	—
EL 86	—	6П18П
EL 95	—	6П14П

Мне всегда нравились старые, сильно потрёпанные книжки. Потрёпанность книги говорит о её высокой востребованности, а старость о вечно ценном содержании. Всё сказанное в большей степени касается именно технической литературы. Только техническая литература содержит в себе ту великую и полезную информацию, которая не подвластна ни политическим веяниям, ни моде, ни настроениям! Только техническая литература требует от своего автора по истине великих усилий и знаний. Порой требуется опыт целой жизни, чтобы написать небольшую и внешне невзрачную книгу.

К сожалению ни что не вечно в этом мире, книги треплются, разваливаются на отдельные листы, которые затем рвутся в клочья и уходят в никуда. Плюс ко всему орды варваров, которым без разницы, что бросить в костёр или чем вытереть свой зад. Именно их мы можем благодарить за сожженные и растоптанные библиотеки.

Если у Вас есть старая книга или журнал, то не дайте им умереть, отсканируйте их и пришлите мне. Совместными усилиями мы можем создать по истине уникальное и ценное собрание старых технических книг и журналов.

Сайт старой технической литературы:

http://retrolib.narod.ru